П. Хоровиц, У. Хилл

# ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ 2

THE ART OF ELECTRONICS

**Paul Horowitz** Harvard University
**Winfield Hill** Sea Data Corporation, Newton, Massachusetts

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
London New York
New Rochelle Melbourne Sydney,
1980

Laboratory Manual
for
The Art of Electronics

**Paul Horowitz**
**Ian Robinson**

Harvard University

CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS
Cambridge
London New York
New Rochelle Melbourne Sydney,
1981

**П. Хоровиц, У. Хилл**

# ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

**В двух томах**
**с дополнением**

**2**

Издание 3-е, стереотипное

Перевод с английского

под редакцией
канд. техн. наук М. В. ГАЛЬПЕРИНА

МОСКВА «МИР» 1986

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ББК 32.85
Х 80
УДК 681.621.375

Переводчики: И. И. Короткевич, М. Б. Левин, В. Г. Микуцкий, Л. М. Наймарк, О. А. Соболева

**Хоровиц П.**, Хилл У.

Х 80 Искусство схемотехники: В 2-х т. Т. 2. Пер. с англ. — Изд. 3-е, стереотип. — М.: Мир, 1986. — 590 с., ил.

Том 2 содержит сведения о преобразователях информации, микропроцессорах и мини-ЭВМ, радиотехнических схемах, методах измерения и обработки сигналов, принципах конструирования аппаратуры, а также обширные приложения. Том 2 дополнен курсом лабораторных работ по схемотехнике П. Хоровица и Я. Робинсона.

Для специалистов в области электроники, автоматики, вычислительной техники, а также студентов соответствующих специальностей вузов.

$\text{Х}\frac{2403000000-336}{041(01)-86}$ КБ—58—26—1985

ББК 32.85
6ФО.3

*Редакция литературы по информатике и электронике*

© Cambridge University Press, 1980
© Laboratory Manual for the Art of Electronics, Cambridge, 1981
© перевод на русский язык, «Мир», 1986, 1984, 1983

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 9

# СОПРЯЖЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Хотя само по себе «перемалывание чисел» и является важным применением цифровой электроники, ее действительные возможности открываются при использовании цифровых методов для обработки аналоговых (или «линейных») сигналов и процессов. В этой главе мы начнем рассматривать входные и выходные характеристики логических элементов ТТЛ и КМОП для того, чтобы понять, как эти два логические семейства сопрягаются друг с другом, а также для того, чтобы ознакомиться с устройствами цифрового ввода (переключателями, клавиатурой, выходами компараторов и т. д.) и цифрового вывода (индикаторными лампами, реле и т. д.). Мы рассмотрим также *p*-канальные и *n*-канальные логические элементы на МОП-транзисторах, поскольку они широко применяются в функциональных БИС. Затем остановимся на вопросах ввода и вывода цифровых сигналов на платы и во внешние приборы, а также на способах их передачи по кабелю, после чего перейдем к обсуждению аналоговых и цифровых преобразователей. Наконец, после того как эти методы станут понятны читателю, рассмотрим ряд применений, в которых сочетаются аналоговые и цифровые методы, обеспечивая мощные средства для решения разнообразных и интересных задач.

## СОПРЯЖЕНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ТТЛ И КМОП

### 9.01. Логические семейства ТТЛ и КМОП

Знание входных и выходных характеристик логического семейства необходимо для организации любых взаимосвязей с внешним миром. Как обычно, мы подробно рассмотрим семейства ТТЛ и КМОП, так как они могут использоваться почти во всех применениях.

***Разновидности ТТЛ.*** Само по себе семейство ТТЛ имеет ряд разновидностей. В настоящее время наилучшей для большинства применений является серия «маломощных элементов Шоттки». Краткий перечень сведений по различным сериям семейств ТТЛ приводится в табл. 9.1.

Наиболее распространенные логические функции представлены в большинстве семейств ТТЛ. Например, схема 7474 — это сдвоенный D-триггер с одинаковым для всех семейств расположением контактов. Таковы микросхемы 7474, 74L74, 74S74, 74LS74 и т. д. Входные

*Таблица 9.1*

**Сравнительные характеристики серий семейства ТТЛ**

| Серия | Вентиль: Задержка, нс | Вентиль: Мощность, мВт | Максимальная частота переключения $f$, МГц | $I_{вх}$ (НИЗКИЙ) (макс.), мА | $I_{вых}$ (отвод) (мин. при 0,4 В), мА | Примечания |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 74*xx* | 9 | 10 | 15 | 1,6 | 16 | Исходная серия ТТЛ; хорошее быстродействие, но высокая потребляемая мощность |
| 74LS*xx* | 9,5 | 2 | 25 | 0,4 | 4 | Предпочтительна для новых разработок; близка по быстродействию к стандартной серии ТТЛ, но имеет значительно меньшее потребление |
| 74S*xx* | 3 | 19 | 75 | 2,0 | 16 | Высокое быстродействие; со временем может быть вытеснена серией 74F*xx* |
| 74F*xx* | 2,7 | 4 | 115 | 0,6 | 16 | Новая маломощная быстродействующая серия; еще не выпущена полностью |
| 74L*xx* | 33 | 1 | 2,5 | 0,2 | 3,6 | Низкое быстродействие, наименьшее потребление; устаревшая серия |
| 74H*xx* | 6 | 22 | 35 | 2,0 | 20 | Устаревшая быстродействующая серия; заменяется серией 74S*xx* |

и выходные логические уровни для всех серий одинаковы, за счет чего обеспечивается их общая совместимость, ограниченная в некоторых случаях предельной нагрузочной способностью по выходу (например, элемент серии 74L*xx* в отличие от обычных элементов, имеющих коэффициент разветвления по выходу, равный 10, может управлять только двумя элементами 74*xx*). Важное замечание: существуют некоторые другие семейства ТТЛ, как, например, серия 2500 фирмы AMD, серия 8000 фирмы National Semiconductor, еще одна серия 8000 фирмы Signetics, серия 9000 фирмы Fairchild. Эти семейства ТТЛ также включают в себя разновидности LS, L и S [1]. Для простоты мы будем пользоваться только серией 7400; говоря, например, о серии 74LS*xx*, можно было бы с тем же успехом обратиться к варианту LS и других семейств ТТЛ.

Серия 74*xx* была стандартной в течение десяти лет, но в настоящее время она вытесняется маломощной серией Шоттки (74LS*xx*), которая дает некоторый выигрыш в быстродействии, рассеивая приблизительно вчетверо меньшую мощность. Недавно появившееся «усовершенствованное маломощное» семейство (74ALS*xx*) имеет еще лучшее отношение быстродействия к мощности. Термин «Шоттки» относится к использованию диодов с переходом «металл — полупроводник» (диоды Шоттки) в качестве фиксирующих. Эти диоды препятствуют насыщению транзистора, уменьшая время его переключения (см. разд. 13.22).

[1] Встречающиеся здесь и далее в обозначениях ИМС буквы означают: L (low-power) — маломощный, S (Schottky) — Шоттки, A (advanced) — усовершенствованный, H (high-speed) — быстродействующий, F (fast) — скоростной.— *Прим. перев.*



Серия «Шоттки» (74S*xx*) традиционно считалась самой быстродействующей, но появившиеся в последнее время новые семейства («скоростное» 74F*xx* и «усовершенствованное Шоттки») обладают еще лучшим быстродействием и отношением быстродействия к мощности. Когда широкий выбор этих новых серий ТТЛ станет приемлемым по сопоставимым ценам, они смогут полностью заменить серии 74S*xx* и 74LS*xx*. «Маломощная» серия (74L*xx*) имеет наименьшее потребление, однако из-за низкого быстродействия она тоже вытесняется серией 74LS*xx*. Серия 74H*xx* считалась самым быстродействующим семейством и давала некоторое увеличение быстродействия по сравнению со стандартными сериями при соответственно большей мощности рассеяния. Сейчас она почти полностью устарела на фоне серии 74S*xx* и используется лишь в тех случаях, когда нужен мощный токовый выход.

Для новых разработок на ТТЛ мы могли бы рекомендовать следующие серии логических элементов: а) серию 74LS*xx* (для большинства случаев) или серию 74*xx*, если требуется повышенная нагрузочная способность в режиме отвода тока (например, для управления лампами), и б) серию 74S*xx* (либо 74F*xx* или 74AS*xx*), если необходимо иметь повышенное быстродействие. Появление новых субсемейств ТТЛ отражает временную ситуацию, которая, вероятно, через несколько лет разрешится сама собой, после чего останутся, возможно, лишь три или четыре семейства.

***Разновидности КМОП.*** В тех случаях, когда быстродействие не играет роли, используют семейство КМОП, поскольку оно имеет минимальное потребление. Кроме того, оно предъявляет самые незначительные требования к источнику питания (от +3 В до +18 В при очень малом токе) и поэтому является хорошим логическим семейством общего назначения, которое особенно удобно для построения несложных схем, поскольку при использовании в этом случае элементов ТТЛ источник питания может оказаться сложнее самой логической схемы.

Среди серий КМОП имеются различные модификации. Первоначальная серия 4000 была предложена фирмой RCA; затем она была вытеснена серией 4000A. Сейчас стандартной серией 4000 семейства КМОП является новая серия B. Утверждают, что она может работать при напряжении питания от 3 до 18 В, однако на самом деле даже при напряжении 5 В ее работа часто бывает неудовлетворительной вследствие низкого быстродействия и большого выходного сопротивления. Несколько лучшие характеристики при низком напряжении

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

питания имеет «изопланарная» серия КМОП 4000В фирмы Fairchild. Однако если вы хотите обеспечить высокое быстродействие и одновременно малое выходное сопротивление, то для питания КМОП лучше использовать напряжение 10 или 12 В.

Основной альтернативой серии 4000 является серия 74C*xx* КМОП. Функционально она тождественна сериям ТТЛ (аналогичная распайка контактов), однако фактически эта серия принадлежит семейству КМОП и имеет соответствующий диапазон напряжений питания, логические уровни и входные и выходные характеристики. Серия 74C*xx* полностью совместима со стандартной КМОП-серией 4000 и лишь ограниченно с ТТЛ. Этот важный вопрос о сопряжении элементов ТТЛ и КМОП вскоре будет рассматриваться более подробно.

Существуют также специальные низкопороговые кристаллы КМОП с металлическими затворами (например, для схем наручных часов), которые предъявляют чрезвычайно низкие требования к напряжению питания. Имеется, например, прекрасный кристалл, содержащий генератор с делителем частоты, которому требуется источник питания напряжением от 1,0 до 2,1 В. Он не совместим ни с ТТЛ, ни со стандартными КМОП.

## 9.02. Входные и выходные характеристики элементов ТТЛ и КМОП

Все цифровые логические семейства строятся таким образом, чтобы к выходу каждого элемента можно было подключить большое число входов, принадлежащих элементам того же семейства. Типичное значение коэффициента разветвления по выходу равно 10. Это означает, что к выходу, например, вентиля или триггера без нарушения технических требований можно подсоединить 10 входов. Другими словами, в обычной практике цифровых разработок вы можете обходиться без каких-либо сведений, касающихся электрических свойств используемых кристаллов, до тех пор, пока схема состоит только из цифровых логических элементов одного и того же семейства и фактически вам нечасто приходится думать о том, что же в действительности происходит на логических входах и выходах.

Однако как только вы попытаетесь управлять цифровыми схемами при помощи внешних сигналов, аналоговых или цифровых, или же захотите использовать выходы цифровой логики для управления другими устройствами, вам придется выяснить, что́ в действительности потребляет логический вход и чем может нагружаться логический выход. Кроме того, при объединении логических семейств надо знать схемотехнические свойства входов и выходов. Сопряжение разных логических семейств — вопрос не академический. Для того чтобы воспользоваться современными, все более доступными БИС, выполненными по МОП-технологии, необходимо знать, каким образом объединяются логические схемы различных типов. В последующих разделах мы подробно рассмотрим схемотехнические свойства логических входов и выходов и приведем примеры сопряжения как между разными логическими семействами, так и между логическими устройствами и внешним миром.



***Входные характеристики.*** На рис. 9.1 показаны важные характеристики входов ТТЛ и КМОП — зависимости выходного напряжения и входного тока от входного напряжения (для инвертора). По оси входного напряжения графики расширены за пределы диапазона, встречающегося в чисто цифровых схемах, так как при сопряжении схем значения входных сигналов могут легко превысить напряжение питания. Как следует из графиков, элементы ТТЛ и КМОП обычно работают с заземленным контактом отрицательного полюса питания.

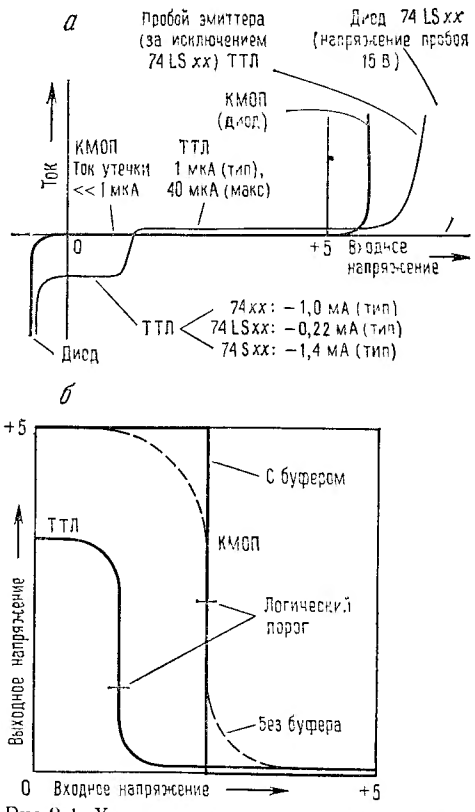



Рис.9.1. Характеристики логических входов. *а* — входной ток; *б* — передаточная характеристика.

Когда на вход элемента ТТЛ подается НИЗКИЙ уровень, он действует как источник тока заметной величины, а при ВЫСОКОМ уровне — как нагрузка, потребляющая весьма малый ток (40 мкА максимально, а в типичном случае—порядка нескольких мкА). Входной ток ВЫСОКОГО уровня фактически представляет собой настоящий коллекторный ток «инверсного» входного транзистора, а не ток утечки, как обычно полагают (рис. 9.2). Для правильного управления входом элемента ТТЛ серии 74*xx* необходимо обеспечить отвод тока порядка 1 мА при уровне входного напряжения не более 0,4 В. Недопонимание этого условия часто приводит к неправильной работе элемента в интерфейсной схеме. Для отрицательных напряжений вход ТТЛ действует как фиксирующий диод, включенный на землю, а для напряжений выше +5 В вход эквивалентен транзистору с небольшим напряжением пробоя (несколько выше +5,5 В). Типичное значение входного порога логического перехода составляет приблизительно +1,3 В, но может изменяться в пределах от 0,8 В до +2,0 В (в худшем случае). Вентили ТТЛ с триггерами Шмитта на

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

входах (7413, 7414, 74132) имеют гистерезис ±0,4 В и помечаются знаком гистерезиса при графическом изображении (см., например, рис. 9.30). Напряжение $U_{пит}$ (обычно обозначается $U_{КК}$) равно +5,0 В ±5%.

У элементов КМОП отсутствует входной ток при входных напряжениях в диапазоне от 0 до $U_{пит}$ (за исключением тока утечки, типичное значение которого составляет $10^{-5}$ мкА). Для сигналов, превышающих диапазон напряжений питания, вход микросхемы представляет собой два фиксирующих диода, один из которых подключен к положительному полюсу источника, а второй — к земле (рис. 9.2). Ток через эти диоды никогда, даже кратковременно, не должен превышать 10 мА! Это и есть знаменитые входные диоды, без которых элементы КМОП были бы крайне подвержены повреждениям от статического электричества при ручных манипуляциях (элементы КМОП и так, можно сказать, слишком нежны). Напряжение входного логического порога обычно составляет половину напряжения питания, но может колебаться в пределах от одной трети до двух третей $U_+$ ($U_+$ называется $U_{CC}$). Вентили КМОП с триггерами Шмитта на входах (4093, 40106, 4584) имеют гистерезис от 1 до 2 В; при графическом изображении вентиля они помечаются знаком гистерезиса (см., например, рис. 9.8). Напряжение $U_{пит}$ может колебаться от +3 до +18 В; наиболее распространены значения +5 и +12 В.

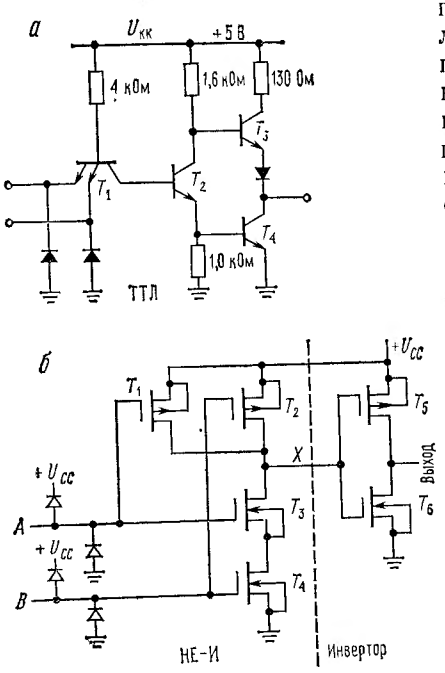



Рис. 9.2.
*а* — ТТЛ-вентиль НЕ-И; *б* — КМОП-вентиль И.

***Выходные характеристики.*** Выходная схема вентиля ТТЛ содержит *npn*-транзистор, включенный на землю, и *npn*-повторитель, подключенный к шине $U_+$ с токоограничивающим резистором в коллекторной цепи, а иногда диодом, включенным последовательно с эмиттером (рис. 9.2). Когда один из транзисторов насыщен, другой закрыт. В результате элемент ТТЛ может отводить на землю значительный ток (16 мА для 74*xx*) при небольшом падении напряжения (насыщение), а при ВЫСОКОМ уровне на выходе (около +3,5 В) может служить источником тока порядка нескольких миллиампер.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Схема выхода предназначена для управления входами ТТЛ и имеет коэффициент разветвления по выходу 10 (то есть один выход может работать на 10 входов).

Выходная схема элемента КМОП представляет собой двухтактную пару комплементарных полевых МОП-транзисторов, один из которых ОТКРЫТ, а другой ЗАКРЫТ (рис. 9.2). При малых токах выходная схема ведет себя как резистор в несколько сотен омов, подключенный к земле или к шине $U_+$, а при выходных токах, для которых выходное напряжение приблизительно на 1 В отличается от $U_{пит}$, выход в известном смысле превращается в «источник тока». Суммарные выходные характеристики представлены на рис. 9.3.

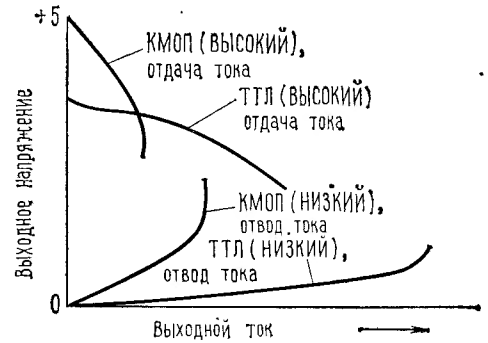



Рис. 9.3. Выходные характеристики логических вентилей.

Здесь приведены зависимости выходного напряжения от выходного тока для обоих состояний — ВЫСОКОГО и НИЗКОГО. Для упрощения рисунка выходной ток показан положительным. Заметим, что в элементах КМОП выходы в любом случае подключены либо к земле, либо к шине $U_+$, что обеспечивает при отсутствии перегрузки полный перепад напряжения питания. При нормальном использовании выходы КМОП управляют входами КМОП. Так как входной ток отсутствует (за исключением токов заряда небольшой входной емкости), на выходах происходит полный перепад до $U_+$ или до нуля. Для сравнения отметим, что уровни ТТЛ в типичном случае составляют 50 мВ (НИЗКИЙ) или +3,5 В (ВЫСОКИЙ), если в качестве нагрузки используются также элементы ТТЛ. При включении нагрузочного резистора (почти любого номинала) ВЫСОКИЙ уровень на выходе элемента ТТЛ приближается к +5 В.

## 9.03. Сопряжение ТТЛ и КМОП

Для того чтобы не испытывать затруднений при работе с обоими семействами, нужно знать, как элементы этих семейств стыкуются друг с другом. На элементах КМОП реализованы некоторые изящные функции, которых нет на ТТЛ. Имея систему на элементах ТТЛ, работающую с невысокой скоростью, вы без труда можете добавить к ней некоторые функции, выполняемые на элементах КМОП. Кроме того, для облегчения стыковки с внешними устройствами, совместимыми с ТТЛ, а также при согласовании логической КМОП-схемы с кабелем на входах и выходах бывает полезно использовать буферные элементы ТТЛ.

***Управление КМОП от ТТЛ.*** Если элемент КМОП работает от напряжения +5 В, то уровни почти совместимы. Единственная трудность заключается в том, что высокий уровеньТТЛ (типичное значение 3,4 В) является граничным для КМОП и желательно, чтобы он был не ниже +4,3 В. Однако достаточно подключить к выходам ТТЛ нагрузочные резисторы (например, 3,3 кОм, что эквивалентно нагрузке одним элементом ТТЛ), соединенные с шиной $U_+$, и все станет в порядке. Резисторы можно устанавливать как на выходах с открытым коллектором, так и с активной нагрузкой.

Если элемент КМОП работает от более высокого напряжения питания, можно также включить нагрузочный резистор, но для этого нужно использовать «высоковольтные» кристаллы ТТЛ, имеющие выходы с открытым коллектором. Примерами таких элементов могут служить ИМС 7406 (шесть инверторов), 7407 (шесть буферных каскадов) и 7426 (четыре 2-входовых элемента И-НЕ). Другой способ заключается в использовании преобразователя уровня КМОП типа 40109, на вход которого подаются сигналы относительно источника $U_{КК}$ (уровни ТТЛ), а на выходе формируются сигналы с уровнями КМОП относительно второго источника $U_{CC}$. Для того чтобы схема ТТЛ могла управлять элементом КМОП, работающим от источника напряжением $U_{CC}>5$ В, контактный вывод $U_{КК}$ соединяется с источником питания ТТЛ (5 В), а вывод $U_{CC}$ подключается к источнику питания КМОП. Как и прежде, на стандартных выходах ТТЛ надо устанавливать нагрузочные резисторы. Третья возможность — это использование *npn*-транзистора. Схема такого подключения с точно указанными напряжениями питания приведена на рис. 9.4.

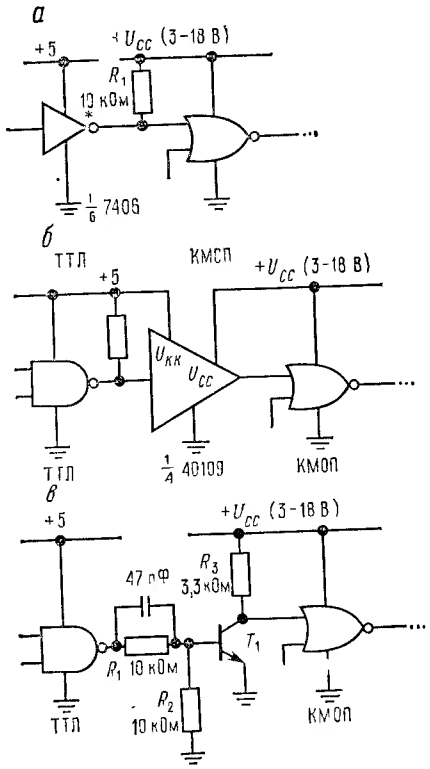



Рис. 9 4. Преобразование уровня от ТТЛ к КМОП.

В базовой цепи этой транзисторной схемы установлены два резистора, которые создают входной «порог», приблизительно равный падению напряжения на двух диодах (так же, как и на реальном входе ТТЛ), обеспечивая хорошую помехоустойчивость. «Ускоряющий» конденсатор увеличивает скорость переключения (см. разд. 13.22). Иногда резистор $R_2$ отсутствует, и тогда транзистор открывается при входном напряжении, приблизительно равном 0,7 В. В этом случае достаточная помехоустойчивость не обеспечивается, поскольку в системах ТТЛ по шине земли часто возникают выбросы величиной до 0,5 В (см. разд. 9.14). Заметим, что *npn*-транзистор работает как инвертор. Если быстродействие не имеет значения, то величина нагрузочного резистора в схеме с открытым коллектором может быть значительно выше. Для повышения помехоустойчивости можно применять меньшие номиналы.



***Управление ТТЛ от КМОП.*** Если элемент КМОП питается от источника напряжения +5 В, то его можно непосредственно нагрузить одним элементом 74L*xx* или двумя элементами 74LS*xx*. От буферных схем КМОП типа 4049 (шесть инверторов) или 4050 (шесть буферных каскадов) могут непосредственно работать два элемента 74*xx* или восемь элементов 74LS*xx*. Буферная схема с «открытым стоком» типа 40107 (с нагрузочным резистором, подключенным к шине +5 В) может работать на 10 элементов 74*xx* или на 40 элементов 74LS*xx*.

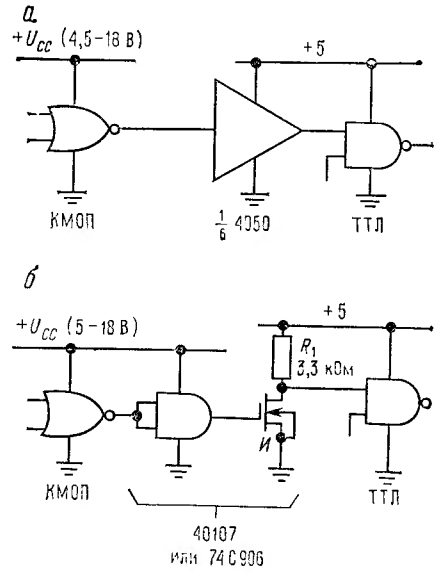



Рис. 9.5. Преобразование уровня от КМОП к ТТЛ.

При питании элементов КМОП более высоким напряжением также существует несколько способов сопряжения. В первом методе можно использовать схемы 4049/4050. Для этих ИМС допускается превышение входными уровнями напряжения питания, поэтому контакты $U_{CC}$ можно соединять непосредственно с цепью +5 В. Это позволит обеспечить на выходе перепад напряжения от нуля до +5 В и даст возможность подключать к нему два элемента 74*xx* или восемь элементов 74LS*xx*. Входной порог в этом случае равен приблизительно +2,5 В. Другой метод заключается в использовании элемента 40107 или 74C906, работающего от источника питания КМОП с нагрузочным резистором, подключенным к шине +5 В. Третий метод, как и прежде, основан на применении *npn*-транзистора. Схемы показаны на рис. 9.5. Как и в предыдущем случае, транзисторный каскад — инвертирующий.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## 9.04. Управление входами ТТЛ и КМОП

***Механические ключи в качестве устройства ввода.*** Если известны входные характеристики управляемой логической схемы, то довольно легко управлять цифровыми входами от переключателей, клавиатуры, компараторов и т. д. Проще всего здесь использовать резистор, подключенный к шине питания (рис. 9.6). При работе с элементами ТТЛ, принимая во внимание их входные характеристики,

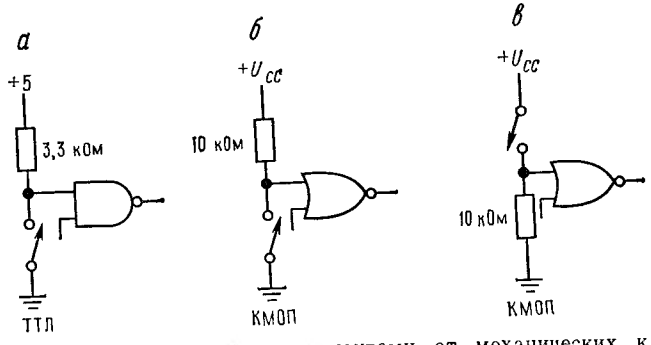



Рис. 9.6. Управление логическими элементами от механических ключей (без защиты от дребезга).

лучше, когда резистор коммутируется на землю. В этом случае ключ дает хороший отвод тока при НИЗКОМ уровне на входе, а резистор обеспечивает для ВЫСОКОГО уровня напряжение +5 В, создавая высокую помехоустойчивость. Кроме того, удобно иметь цепь возврата на землю через ключ.

Вариант схемы, в котором резистор подключается к земле, а ключ замыкается на шину +5 В, использовать нежелательно, поскольку в этом случае для того, чтобы обеспечить НИЗКИЙ уровень ТТЛ (порядка нескольких десятых вольта), потребуется резистор с небольшим сопротивлением (например, 220 Ом) и через замкнутый тумблер будет протекать довольно большой ток. При разомкнутом ключе (наихудшие условия с точки зрения наводок) помехоустойчивость предыдущей схемы составляет не менее 3 В, тогда как во второй схеме она может упасть до 0,4 В (для стандартного элемента ТТЛ входной ток равен —1,6 мА, а порог НИЗКОГО уровня составляет +0,8 В). Кроме того, как будет показано ниже, входы ТТЛ нежелательно соединять непосредственно с источником +5 В.

Что касается элементов КМОП, то, поскольку их входы не потребляют тока, а типовое значение порогового уровня составляет половину $U_{cc}$, здесь с одинаковым успехом могут применяться оба способа подключения резистора. На практике один контакт ключа принято заземлять, однако если для упрощения схемы ВЫСОКИЙ уровень на входе желательно создавать с помощью замкнутого ключа, резистор можно запаять на землю. Все три метода иллюстрируются на рис. 9.6.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



***Дребезг контактов механического ключа.*** Как отмечалось в гл. 8, после замыкания контактов механических переключателей дребезг контактов продолжается приблизительно 1 мс. У крупногабаритных переключателей дребезг может продолжаться до 50 мс. Дребезг может вызывать хаотические переключения элементов, реагирующих на смену состояния сигнала, или «фронт». Например, ключ, непосредственно подключенный к счетному входу триггера или счетчика, вызовет при переключении их многократное срабатывание. В подобных случаях нужно использовать электронные средства для подавления дребезга ключа. Приведем несколько способов.

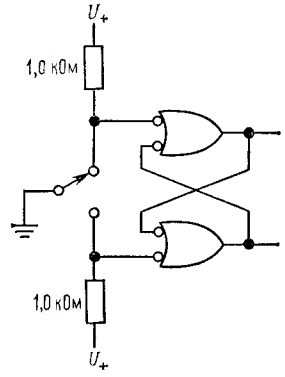



Рис. 9.7. Схема защиты от дребезга ключа.

1. На входах асинхронного $RS$-триггера, построенного с помощью двух вентилей, нужно установить резисторы, разумеется, подключенные к шинам питания (рис. 9.7). Здесь можно также применить стандартный триггер, имеющий входы установки в «0» и «1» (например, элемент 7474), заземлив его тактовый вход.

2. Рассмотренная схема в интегральном исполнении. Элементы 74279, 4043 и 4044 представляют собой счетверенные $RS$-триггеры, а 8544 — счетверенную схему защиты от дребезга, имеющую встроенные нагрузочные резисторы, отпирающий вход (СТРОБ) и выходы с тремя состояниями.

3. Можно использовать триггер Шмитта семейства КМОП с замедляющей $RC$-цепью на входе (рис. 9.8). Дребезг будет сглаживаться

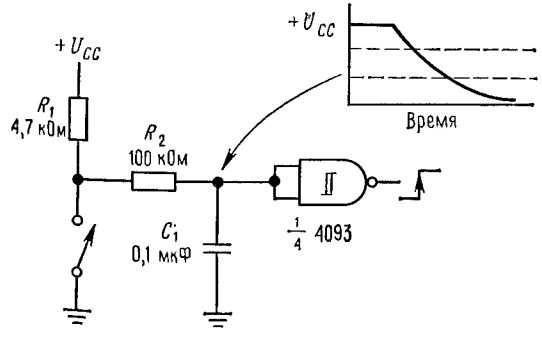



Рис. 9.8.

фильтром нижних частот $R_2C_1$, поэтому триггер Шмитта переключается только один раз. Обычно вполне достаточно иметь постоянную времени $RC$-цепи в пределах от 10 до 25 мс. Этот метод нельзя с таким же успехом применять в схемах на элементах ТТЛ, поскольку для управления их входами необходимо обеспечить малое выходное сопротивление.

4. Можно воспользоваться ИМС типа 4490, которая представляет собой сшестеренный подавитель дребезга. В этой прекрасной схеме в качестве фильтра нижних частот используется цифровая задержка (5-разрядный регистр сдвига для каждого ключа). В состав ИМС входят внутренние нагрузочные резисторы и тактовый генератор. Величина задержки задается пользователем с помощью внешнего времязадающего конденсатора, который определяет частоту генератора. В настоящее время эта микросхема не имеет эквивалента в исполнении ТТЛ.

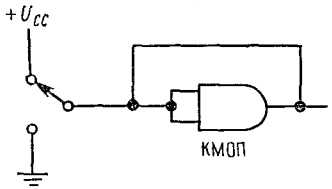


Рис. 9.9

5. Схема, приведенная на рис. 9.9. В качестве буферного каскада КМОП можно использовать неинвертирующий вентиль, как показано на рисунке, или один из элементов корпуса ИМС 4050 (или 4502). В отличие от вентилей ТТЛ, которые защищены только от замыкания на землю, для элементов КМОП вполне допустимо подключение выхода как на землю, так и на шину $U_{cc}$.

6. Можно применять устройства со встроенными схемами защиты от дребезга. Такие схемы обычно имеются в шифраторах клавиатуры, использующих в качестве устройств ввода механические ключи.

7. Ключи, построенные на использовании эффекта Холла. Эти твердотельные ключи, управляемые магнитным полем, используются в качестве панельных или клавиатурных ключей. В обоих случаях магнит и ключ объединяются в одном законченном изделии. Ключи работают от напряжения +5 В и вырабатывают на выходе свободные от дребезга логические сигналы, которые могут использоваться для управления элементами ТТЛ и КМОП, работающими от +5 В. С точки зрения износа ключи с эффектом Холла практически вечны, так как в них отсутствуют механические контакты.

Несколько общих замечаний о ключах как устройствах ввода. Обратите внимание, что при использовании методов, указанных в пп. 3 и 4, а как правило, и в п. 6, можно применять однопозиционные однополюсные переключатели (иногда их называют переключателями «типа А»), в то время как в случае остальных методов должны использоваться двухпозиционные однополюсные переключатели (типа Б). Следует также иметь в виду, что далеко не всегда требуется защищать входы от дребезга, поскольку не все схемы, управляемые ключами, восприимчивы к фронтам. Отметим еще один важный момент: хорошие механические ключи обычно обладают свойством «самоочистки», которое позволяет сохранять чистыми контактные поверхности (чтобы увидеть, что это значит, разберите один ключ). Тем не менее схему желательно строить таким образом, чтобы через контакты ключа протекал ток хотя бы в несколько миллиампер для их очистки.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## 9.05. Управление цифровой логикой от компараторов и операционных усилителей

Компараторы и операционные усилители, так же как и аналого-цифровые преобразователи (АЦП), являются обычными устройствами ввода, с помощью которых аналоговые сигналы могут управлять цифровыми схемами. Некоторые примеры приведены на рис. 9.10.

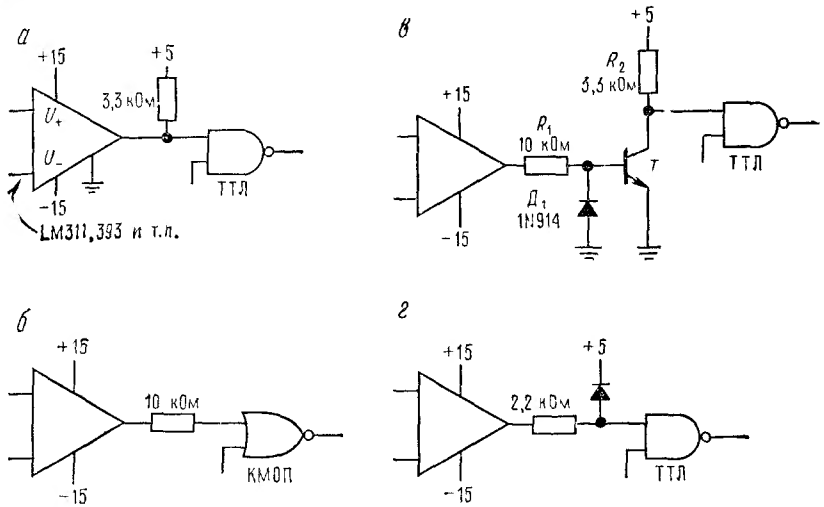


Рис. 9.10.

В первой схеме выход компаратора непосредственно соединен со входом ТТЛ. На выходе большинства компараторов имеется *npn*-транзистор с открытым коллектором и заземленным эмиттером, поэтому здесь достаточно добавить нагрузочный резистор, подключенный к шине +5 В. Такую же схему можно построить и на элементах КМОП, подключая нагрузочный резистор к шине $U_{cc}$. Для питания компаратора совсем необязательно использовать двуполярный источник: многие из них предназначены для работы с одним источником ($U_-$ заземлено), а некоторые даже питаются от одного источника +5 В (например, элементы 311, 339, 393 или 329).

На второй схеме показано, как управлять элементом КМОП от операционного усилителя через последовательно подключенный токоограничивающий резистор. Входные защитные диоды вентиля КМОП образуют эффективный ограничитель напряжения на уровнях $U_{cc}$ и земли, благодаря чему входной ток не превышает 10 мА. На третьей схеме операционный усилитель коммутирует *npn*-транзистор, который управляет элементом ТТЛ, а диод служит для предотвращения пробоя перехода база — эмиттер в обратном направлении (~6 В). Последнюю схему не следует особенно рекомендовать, однако она вполне работоспособна. Фиксирующий диод на входе элемента ТТЛ ограни-

чивает отрицательный перепад напряжения величиной падения на диоде, а внешний диод ограничивает положительный перепад напряжения. Последовательно включенный резистор предотвращает повреждение схемы в случае обратного пробоя перехода база — эмиттер входного транзистора ТТК. Номинал этого резистора выбирается достаточно низким для того, чтобы обеспечить отвод входного тока в состоянии НИЗКОГО уровня, когда на выходе операционного усилителя действует отрицательное напряжение порядка нескольких вольт.

***Тактовые входы. Гистерезис.*** Общее замечание, касающееся работы цифровой логики от операционных усилителей: не пытайтесь использовать операционные усилители для управления тактовыми входами. Они имеют достаточно длительные переходные процессы, и при перссечении входным сигналом уровня логического порога могут возникнуть ложные импульсы. Для управления тактовыми входами (триггеров, регистров сдвига, счетчиков, одновибраторов и т. п.) лучше всего использовать компаратор с гистерезисом или буферный элемент с триггером Шмитта на входе. То же самое относится и к сигналам, поступающим от аналоговых устройств на транзисторах. Обратимся к схеме, приведенной на рис. 9.11. Резистор $R_2$ выбирают таким образом, чтобы гистерезис равнялся 50 мВ. Параллельно резистору обратной связи включен небольшой конденсатор ($C_2$), который не снижает существенно быстродействия, но защищает схему от паразитных импульсов, возникающих при пересечении входным сигналом порогового уровня (этому особенно подвержен элемент 311). Важную роль при подавлении выбросов («иголок») по шине опорного источника, возникающих во время переходных процессов, играет также конденсатор $C_1$. Однако во многих случаях опорное напряжение равно нулю, и тогда он не нужен.

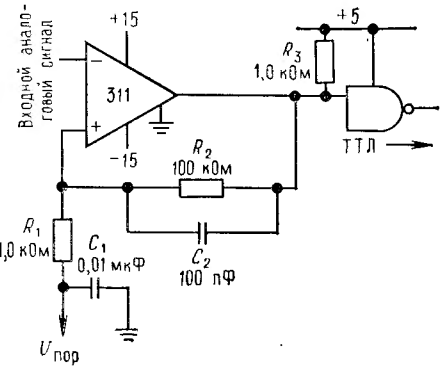



Рис 9.11. Пороговый детектор с гистерезисом.

### 9.06. Некоторые замечания, связанные с логическими входами

При разработке элементов ТТЛ имеется тенденция использовать НИЗКИЙ уровень в качестве активного входного сигнала. Так, например, от сигналов НИЗКОГО уровня обычно срабатывают асинхронные входы триггеров. Поэтому внешние цепи, от которых поступают сигналы на входы цифровой схемы, почти всегда содержат резистор, подключенный к шине питания, и в активном состоянии обеспечивают НИЗКИЙ уровень (в режиме отвода тока). Это удобно при работе с механическими ключами и аналогичными устройствами, которые могут использовать общую цепь возврата на землю. Это также позволяет повысить помехоустойчивость, которая составляет 3 В для линии, находящейся под потенциалом +5 В и ~0,8 В для линии с нулевым потенциалом. Этот порок, присущий ТТЛ-схемам (недостаточная помехоустойчивость в состоянии НИЗКОГО уровня), особенно очевиден, если представить себе, что отрицательный выброс по шине земли с амплитудой 0,5 В может быть воспринят элементом как входной сигнал ВЫСОКОГО уровня. Такие выбросы возникают довольно часто и вызываются короткими всплесками тока через индуктивность земляной шины. Обсуждение этих неприятных проблем мы продолжим в разд. 9.14.



Что касается элементов КМОП, то ситуация здесь обратная, и для управления их входами в качестве активного сигнала обычно используется ВЫСОКИЙ уровень. При работе от устройств ввода, имеющих разомкнутое состояние (ключей), входной резистор можно подключать как к земле, так и к цепи питания, поскольку помехоустойчивость в обоих случаях одинакова. Чаще встречаются схемы, в которых резистор подключен к земле, однако при работе от ключей с цепью возврата на землю резистор подключают к цепи источника питания.

Неподключенный вход элемента ТТЛ действует как ВЫСОКИЙ уровень. Фактически он находится на уровне логического порога (1,3 В), однако, поскольку цепь отвода тока отсутствует, входной транзистор не открывается. Вам могут попасться на глаза «разработки», где остаются неподключенными входы, на которые должно подаваться напряжение ВЫСОКОГО уровня ТТЛ. Этого никогда не следует делать: разомкнутый вход имеет нулевую помехоустойчивость, поэтому емкостная связь с близлежащими цепями может стать причиной коротких всплесков НИЗКОГО уровня на выходе. Это вызовет появление «иголок» на выходах комбинационных схем, что само по себе уже достаточно неприятно, а в случае использования триггера или регистра последствия могут стать просто катастрофическими, если неподключенный вход $\overline{\text{СБРОС}}$ будет обнулять устройство в недопустимые моменты времени. Эти «иголки» можно и не увидеть на экране осциллографа, поскольку они нередко представляют собой одиночные импульсы длительностью порядка 20 нс. Хотя в большинстве случаев вам, скорее всего, удастся избежать этих неприятных последствий, особенно если емкость между неподключенными и соседними контактами невелика, все же на незадействованные входы следует подать соответствующий уровень. Попытка использовать логический анализатор или охватить ИМС тестом для поиска неисправности приведет к появлению нового состояния цепи, так как дополнительная емкость тестовой схемы почти наверняка вызовет неустойчивый НИЗКИЙ уровень на неиспользуемом входе. И нако-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нец, зачем создавать ненадежные схемы, если их можно сделать надежными при помощи нескольких простых соединений?

***Неиспользуемые входы.*** Неиспользуемые входы, которые влияют на состояние элемента (например, вход СБРОС триггера), должны быть подсоединены к нужному потенциалу, ВЫСОКОМУ или НИЗКОМУ. У элементов ТТЛ можно оставлять неподключенными входы, которые не оказывают влияния (например, входы неиспользуемых элементов). Неиспользуемые входы элементов КМОП подсоединяют непосредственно к шинам земли или $U_{cc}$ в зависимости от необходимости. Установочные входы триггеров, УСТАНОВКА и СБРОС, которые обычно управляются сигналами ВЫСОКОГО уровня, надо заземлять, а неиспользуемые входы многовходового вентиля И-НЕ должны быть подсоединены к ВЫСОКОМУ потенциалу. Как было сказано выше, в отличие от некоторых других логических семейств неиспользуемый элемент микросхемы КМОП нельзя оставлять неподключенным, так как на выходе незадействованного вентиля с разомкнутыми входами будет действовать напряжение, равное половине напряжения питания, причем оба выходных МОП-транзистора под действием прямого смещения работают в режиме класса А, пропуская значительный ток. Это вызовет потребление дополнительного тока от источника, а если используются элементы с мощным выходом (4049, 4050 и т. д.) с напряжением питания 10 В и выше, то не исключен даже отказ устройства. Поэтому лучше заземлять все входы неиспользуемых элементов каждой микросхемы.

Входы элементов ТТЛ можно соединять с землей, а для элементов большинства семейств Шоттки (74S*xx*, 74LS*xx* и т. д.) входы можно подключать к источнику питания +5 В. Однако нельзя непосредственно соединять входы старых микросхем типа 74*xx*, 74L*xx*, 74H*xx* и др. с шиной +5 В; то же можно сказать и о некоторых сериях семейства Шоттки, например 74LS74 (при использовании схем с эмиттерными входами проверьте их паспортные данные). Причина этого ограничения состоит в том, что максимально допустимое напряжение на входах элементов ТТЛ составляет +5,5 В, в то время как напряжение источника питания даже при отсутствии повреждений может достигать +7 В. Переходный процесс или неисправность источника питания могут вызвать отказ ИМС из-за пробоя входа, если соединить его с источником напрямую, так как защита источника питания обычно не работает до тех пор, пока напряжение питания не выйдет за пределы 6—6,5 В (см. разд. 5.06). Если на входе должен поддерживаться сигнал ВЫСОКОГО уровня, то можно выбрать один из двух вариантов: а) соединить вход с шиной +5 В через резистор, например, 1 кОм (чаще всего используется именно этот номинал — вспомним, что при ВЫСОКОМ уровне входы ТТЛ, по существу, не потребляют тока). Этот резистор предохраняет от повреждений, связанных с переходными процессами в источнике питания. б) Заземлить вход инвертора (или инвертирующего вентиля), а его выход использовать, как источник сигнала ВЫСОКОГО уровня для неиспользуемых входов; к одному выходу такого инвертора можно подсоединить большое число входов.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Работая со схемами ТТЛ, можно не обращать внимания на неиспользуемые функциональные части микросхемы, в том числе и на их входы. Например, можно оставить неподключенными шины параллельного ввода данных в счетчик, если они не понадобятся.

## 9.07. Компараторы

Мы вкратце ознакомились с компараторами в разд. 3.22, где они использовались для того, чтобы иллюстрировать применение положительной обратной связи (триггер Шмитта) и показать, что специализированные ИМС компараторов обеспечивают существенно лучшие характеристики, чем операционные усилители широкого применения, используемые в качестве компараторов. Этот выигрыш в характеристиках (малые задержки, высокая скорость нарастания выходного напряжения и сравнительно высокая устойчивость к большим переключающим напряжениям) достигается за счет соответствующих компромиссов, поэтому иногда предпочтительнее использовать операционные усилители (особенно в схемах точного управления фазовым сдвигом для изменения частоты). Компараторы не имеют частотной компенсации (разд. 3.31) и не могут применяться в качестве линейных усилителей.

Компараторы играют важную роль при сопряжении аналоговых (линейных) входных сигналов и цифровой аппаратуры. Например, микропроцессор 8022, описанный в разд. 8.27, кроме 8-разрядного АЦП содержит 8 таких компараторов, которые размещены в том же кристалле, что и процессор. В данном разделе мы подробно рассмотрим компараторы, уделяя основное внимание их выходным характеристикам, некритичности в отношении к напряжению питания и способам подачи сигналов и защиты входов.

***Напряжение питания и выходы.*** Большинство компараторов имеют выходы с открытым коллектором. Такие выходы пригодны для управления логическими входами (разумеется, с нагрузочным резистором), а также высоковольтными сильноточными нагрузками. Элемент 311, например, может управлять нагрузкой, подключенной к источнику питания напряжением до 40 В, и потребляет ток до 50 мА, а элемент 306 может выдерживать и больший ток. Эти компараторы кроме контактных выводов положительного и отрицательного напряжений питания имеют нулевой контакт, поэтому независимо от напряжения питания нагрузка включается на землю. Компараторы повышенного быстродействия (521, 527, 529, 360, 361, Am686, 760, HA4925 и HA4950) часто имеют выходные каскады с активной нагрузкой. Они предназначены для управления цифровой логикой с

напряжением питания + 5 В и обычно имеют 4 контакта питания: $U_+$, $U_-$, $U_{КК}$ (+ 5 В) и земля.

Следует учесть то обстоятельство, что для питания большинства компараторов требуется как положительное, так и отрицательное напряжение даже в том случае, если на входе не может возникнуть отрицательный сигнал. Примерами таких устройств являются перечисленные выше компараторы с активной нагрузкой, а также ИМС 306, 710 и 711. В устройстве, где все остальные элементы питаются от положительного напряжения, организовывать специальный источник отрицательного напряжения только для питания компаратора неудобно. Поэтому полезно знать компараторы, которые питаются лишь от одного (положительного) напряжения. К их числу относятся ИМС 311, 319, 339, 393, 775, CA3290, HA4905, CMP-01 и CMP-02. Все эти элементы работают от одного источника питания напряжением +5 В, что весьма удобно в цифровых системах. При таком питании компараторы типа 339, 393, 775, CA3290 и HA4905 имеют полный диапазон входного синфазного сигнала вплоть до нуля. Эти компараторы разработаны специально для работы с одним источником и, за исключением 4905, имеют только два контакта питания: $U_+$ и земля. При работе с двухполярным питанием выходной сигнал будет действовать относительно уровня $U_-$. Среди перечисленных выше компараторов первые три обладают к тому же редким свойством сохранять работоспособность при снижении напряжения питания до +2 В (при максимальном напряжении +36 В).

По поводу питания следует заметить, что существуют специально разработанные слаботочные компараторы, ток потребления которых, как правило, не превышает 0,5 мА. К ним относятся Intersil 8001, Analog Devices AD351, Siliconix L161 и Motorola MC14574. Каждая из двух последних ИМС представляет собой четыре компаратора с программируемым рабочим током; схема L161 может работать при совсем незначительном общем потреблении тока (0,1 мкА). В этом случае, однако, время нарастания выходного сигнала составляет 1 мс. Сдвоенный компаратор 393 также имеет малый ток потребления, хотя и не до такой степени, как предыдущий.

***Входы.*** Входные цепи компараторов требуют некоторых мер предосторожности. Во избежание ложных переключений следует везде, где это возможно, использовать гистерезис. Для того чтобы понять причины этого явления, представим себе компаратор без гистерезиса: предположим, что на его дифференциальные входы подается аналоговое напряжение, которое медленно изменило полярность, пройдя через нуль. Для того чтобы вызвать изменение выходного состояния, достаточно сигнала величиной 2 мВ, причем время переключения не превысит 50 нс. Неожиданно в схеме возникают высокочастотные логические сигналы амплитудой 3000 мВ, которые вызывают импульсы тока в цепях питания и т. п. Весьма вероятно, что какая-то часть этих высокочастотных сигналов, накладываясь на

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



входной сигнал, вызовет его изменения, превышающие 2 мВ, что приведет к многократным переключениям и колебаниям. Поэтому, чтобы получить хороший чувствительный компаратор, нужно обеспечить достаточный гистерезис (за счет подключения небольшого конденсатора параллельно резистору обратной связи) в сочетании с тщательной разводкой проводников и шунтированием. Если высокое быстродействие не требуется, желательно избегать применения быстродействующих компараторов, которые только усугубляют эти проблемы. Кроме того, одни компараторы в этом отношении менее надежны, чем другие; известно, что, если использовать не по назначению прекрасный компаратор 311, можно столкнуться с неприятностями.

Еще одно предостережение относительно входных характеристик: некоторые компараторы обладают крайне ограниченным диапазоном изменения дифференциального входного напряжения: так, например, для ИМС 710, 711 и 306 этот диапазон не превышает +5 В. В подобных случаях надо использовать на входе защитные фиксирующие диоды, так как превышение входного дифференциального напряжения приводит к снижению параметра $h_{21э}$, вызывает появление постоянной погрешности входного сдвига и может даже привести к разрушению переходов база—эмиттер транзисторов входного каскада. Несколько лучше в этом отношении компараторы последних выпусков, у которых типовой диапазон дифференциальных входных сигналов составляет ±30 В (например, компараторы 311, 393, 775 и т. д.).

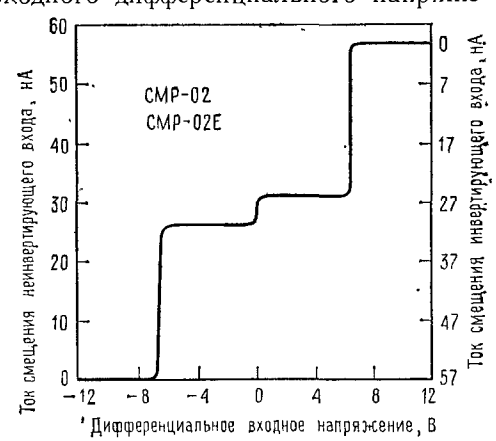



Рис. 9.12. Зависимость входного тока смещения от дифференциального входного напряжения для компаратора CMP-02. (Precision Monolithics, Inc., Santa Clara, Calif. 95050).
$U_и = ±15$ В; $T_{окр} = 25°C$.

Важными входными характеристиками компараторов являются входной ток смещения и его зависимость от дифференциального входного напряжения. Входные каскады большинства компараторов выполнены на биполярных транзисторах, токи смещения которых могут лежать в пределах от десятков наноампер до десятков микроампер. Входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, поэтому при переходе компаратора через порог срабатывания ток смещения изменяется. Кроме того, из-за внутренних цепей защиты ток смещения может существенно изменяться и при напряжениях, отличающихся от пороговых. Типовая характеристика (для компаратора CMP-02) приведена на рис. 9.12. Небольшая «ступенька» тока при нулевом дифференциаль-

ном входном сигнале представляет собой сглаженный переход, имеющий место приблизительно при 100 мВ; при таком изменении напряжения входной дифференциальный усилительный каскад полностью переключается из одного состояния в другое.

В тех случаях, когда требуется обеспечить как можно меньший входной ток, используют компараторы с полевыми транзисторами на входе. Примерами таких устройств являются CA3290 — сдвоенный компаратор с полевыми МОП-транзисторами на входе и LF311 — вариант известного компаратора 311 с полевыми транзисторами. Максимальный входной ток последнего компаратора равен 50 пА (сравните с 250 нА для компаратора 311), что достигается без существенного ухудшения быстродействия и напряжения сдвига. Если вам подходят свойства определенного компаратора, но при этом еще требуется обеспечить и малый входной ток, то можно добавить входной

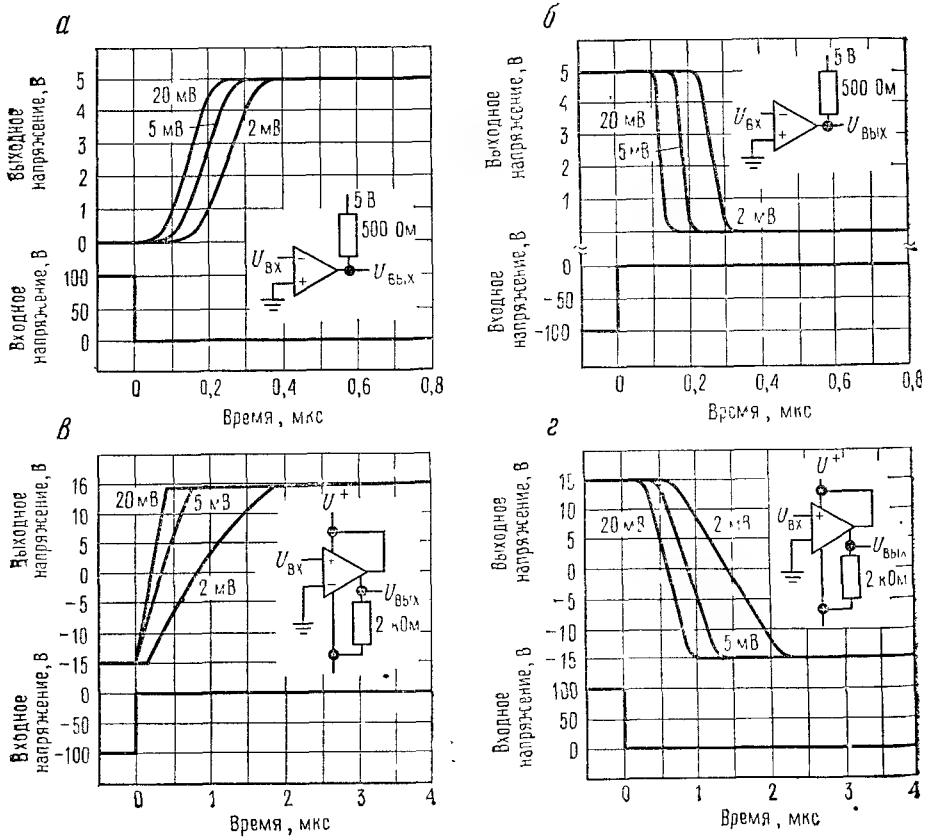



Рис. 9.13. Характеристики переключения компаратора LM311 при различных значениях входного переключающего напряжения. (National Semiconductor Corp.)
$U_и = \pm 15$ В; $T_{окр} = 25°C$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



повторитель на согласованной паре полевых транзисторов, как было показано в разд. 6.09.

Последнее замечание по поводу входных характеристик: температурные градиенты, возникающие в кристалле из-за рассеяния мощности в выходных каскадах, могут изменять значения входного напряжения сдвига. В частности, может возникать явление «тарахтения» (медленные колебания выходного состояния). Это явление имеет место при дифференциальных входных сигналах, близких к нулю, так как вырабатываемое выходом тепло может привести к переключению входа.

***Общее быстродействие.*** Принято считать, что компаратор является идеальным переключателем, который при любой переполюсовке сколь угодно малого дифференциального входного напряжения мгновенно изменяет свое выходное состояние. На самом деле при малых входных сигналах компаратор ведет себя как усилитель, и его параметры переключения зависят от характеристик усиления на высоких частотах. В результате небольшая перегрузка по входу (то есть сигнал, больший, чем это необходимо для насыщения) вызывает значительную задержку распространения и нередко затягивание фронта или спада на выходе. Технические данные на компаратор обычно содержат графу «время переключения для различных значений переключающего напряжения на входе». Такие характеристики для компаратора 311 приведены на рис. 9.13. Следует отметить, что при включении выходного транзистора по схеме повторителя характеристики ухудшаются вследствие снижения коэффициента усиления. Снижение усиления на высоких частотах можно скомпенсировать увеличением входного сигнала, что приведет к улучшению характеристик. Кроме того, большие внутренние токи усилителя быстрее заряжают внутренние емкости.

В табл. 9.2 приведены характеристики большинства современных компараторов.

## 9.08. Дискретное управление нагрузкой от элементов ТТЛ и КМОП

С помощью логических элементов ТТЛ и КМОП достаточно просто управлять устройствами релейного типа, такими, как лампы или светодиоды, электромеханические реле, цифровые индикаторы, и даже коммутировать нагрузку в цепях переменного тока. Некоторые способы подключения нагрузки к этим элементам показаны на рис. 9.14. На схеме *а* представлен стандартный метод управления светодиодным индикатором от элемента ТТЛ серии 74*xx*; поскольку элементы ТТЛ рассчитаны на отвод больших токов, индикатор подключен к шине +5 В. Светодиод ведет себя как обычный диод с прямым падением напряжения от 1,5 до 2,5 В при типовых значениях рабочих токов от 5 до 20 мА (некоторые новые светодиоды на основе GaAsP имеют хорошую светоотдачу при токе несколько миллиампер). Уп-

Таблица 9.2

**Компараторы**

| Тип | Количество в корпусе | Время переключения[а] (тип), нс | $U_{сдв}$ (макс.), мВ | $I_{см}$ (макс.), мкА | СД для $U_-$ ?[б] | Синфазные входные напряжения, В[в] | | Абс. макс. диф. входное напряжение $U_{диф}$, В[1] | Тип. коэф. усиления, $10^3$ | Источники питания, В | | Параметры выхода | | | | | | | | | | Примечания |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | мин. | макс. | | | Положительный | | Отрицательный | | Общий источник | | Земля? | Один источник +5В? | Совместимость с ТТЛ | +/— лог.[д] | Открытый коллектор | Активная нагрузка | Комплементарный выход | Стробирование | Память | Низкий уровень выхода[е] | Макс. внешняя нагрузка[ж] | |
| | | | | | | | | | | мин. | макс. | мин. | макс. | мин. | макс. | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 | 27 | 28 |
| Advanced Micro Devices (AMD) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| Am685 | 1 | 6 | 2,0 | 10 | — | —4 | 4 | 6 | 1,6 | 6[3] | | —5,2[3] | | 9,7 | 14 | + | — | — | + | — | — | + | + | + | Э | | ЭСЛ |
| Am686 | 1 | 9 | 2,0 | 10 | — | —4 | 4 | 6 | | 5[3] | | —6[3] | | 9,7 | 14 | + | — | + | + | — | + | — | + | — | З | | Самый быстродействующий ТТЛ |
| Am687 | 2 | 7 | 2,0 | 10 | — | —4 | 4 | 6 | | 5[3] | | —5,2[3] | | 9,7 | 14 | + | — | — | + | — | — | + | + | + | Э | | ЭСЛ |
| Fairchild (FSC) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| A734 | 1 | 200 | 5,0 | 0,1 | — | $U_-$ | $U_+$ | 10 | 60 | 5 | 18 | —5 | —18 | 10 | 36 | — | — | + | + | + | — | — | — | — | З | | |
| A760 | 1 | 16 | 6,0 | 60 | — | $U_-$ | $U_+$ | 5 | 5 | 4,5 | 8 | —4,5 | —8 | 9 | 16 | + | — | + | + | — | + | + | — | — | З | | |
| A775 | 4 | 1300 | 5,0 | 0,25 | + | —0,3 | $U_+$ | $U_+$ | 200 | 2 | 36 | — | — | 2 | 36 | + | + | + | — | + | — | — | — | — | З | 30 | Маломощный; аналогичен 339 |
| Harris | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| HA4905 | 4 | 150 | 7,5 | 0,15 | + | $U_-$ | $U_+$ | 13 | 400 | 5 | 30 | 0 | —30 | 5 | 33 | — | + | + | + | — | + | — | — | — | Н | | Универсальный выходной каскад |
| HA4925 | 4 | 33 | 6,0 | 8 | — | $U_-$ | $U_+$ | 6 | 25 | 15[3], и) | | —15[3] | | | | — | — | + | + | — | + | — | — | + | Н | | |
| HA4925 | 1 | 40 | 2,3 | 3 | — | $U_-$ | $U_+$ | 6 | | 15[3], и) | | —15[3] | | | | + | — | + | + | — | + | — | + | — | Н | | |
| Intersil | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 8001 | 1 | 250 | 5,0 | 0,05 | — | $U_-$ | $U_+$ | 15 | 60 | 5 | 15 | —15[3] | | | 36 | + | — | + | + | + | — | — | — | — | З | | |
| Motorola | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| MC14574 | 4 | 1000 | 50 | 0,001 | + | —0,5 | $U_+$+0,5 | $U_+$ | 100 | 3 | 15 | — | — | 3 | 18 | + | + | + | — | — | + | — | — | — | З | $U_+$ | 100%-ный КМОП, программируемый при $I_{уст}$=50 мкА |
| MC14574—1 | 4 | 1000 | 10 | 0,001 | + | —0,5 | $U_+$+0,5 | $U_+$ | 100 | 3 | 15 | — | — | 3 | 18 | + | + | + | — | — | + | — | — | — | З | $U_+$ | |
| National (NSC) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| LM306 | 1 | 28 | 6,5 | 5 | — | —7 | 7 | 5 | 40 | 12[3] | | —3 | —12 | | 30 | + | — | + | + | — | + | — | + | — | З | 24 | Сильноточный выход |
| LM311/2311 | 1/2 | 200 | 3,0 | 0,1 | — | $U_+$—30 | $U_-$+30 | 30 | 200 | 5 | 30 | 0 | —30 | 4,5 | 36 | — | + | + | + | + | — | — | — | — | Н | 40 | Склонен к генерации, широко распространен |
| LF311 | 1 | 200 | 4,0 | 0,00005 | — | $U_+$—30 | $U_-$+30 | 30 | 200 | 5 | 30 | 0 | —30 | 4,5 | 36 | — | + | + | + | + | — | — | — | — | Н | 40 | Вариант компаратора 311 на полевых транзисторах |
| LM319 | 2 | 80 | 4,0 | 0,5 | — | $U_-$ | $U_+$ | 5 | 40 | 5 | 30 | 0 | —30 | 4,5 | 36 | — | + | + | + | + | — | — | — | — | Н | 36 | |
| LM339/393 | 4/2 | 1300 | 5,0 | 0,25 | + | —0,3 | 36 | 36 | 200 | 2 | 36 | — | — | 2 | 36 | + | + | + | — | + | — | — | — | — | З | 30 | Малая мощность |
| LM360 | 1 | 14 | 5,0 | 20 | — | $U_-$ | $U_+$ | 5 | 3 | 4,5 | 6,5 | —1,5 | —6,5 | 9 | 13 | + | — | + | + | — | + | + | — | — | З | | Аналогичен 760 |
| LM361 | 1 | 14 | 5,0 | 30 | — | —6 | 6 | 5 | 3 | 5 | 15[и] | —6 | —15 | 11 | 30 | + | — | + | + | — | + | + | + | — | З | 7 | Аналогичен 529 |
| Plessey | | | | | | | | | | | | —5,2[3] | | | | + | — | — | + | — | — | — | + | + | Э | | ЭСЛ |
| SP1650B | 2 | 3,5[к] | 20 | 10 | — | —3 | 2,5 | 5 | | 5[3] | | —5,2[3] | | | | + | — | — | + | — | — | — | + | + | Э | | ЭСЛ |
| SP1651B | 2 | 3,0[к] | 20 | 40 | — | —2,5 | 3 | 5 | | 5[3] | | —5,2[3] | | | 12 | + | — | — | + | — | — | + | + | + | Э | | ЭСЛ, быстродействующий вариант Am685 |
| SP9685 | 1 | 2,3 | 5 | 20 | — | —5 | 3 | 5 | 0,3 | 5[3] | | —5,2[3] | | | 12 | + | — | — | + | — | — | + | + | + | Э | | ЭСЛ, быстродействующий вариант Am687 |
| SP9687 | 2 | 2,8 | 5 | 20 | — | —5 | 5 | 5 | 0,3 | 5[3] | | —5,2[3] | | | 11 | + | — | — | + | — | — | — | + | — | Э | | ЭСЛ и токовые выходы |
| SP9750 | 1 | 5,0 | 5 | 25 | — | —4 | 4 | 6 | 0,06 | 5[3] | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

*Продолжение*

| Тип | Количество в корпусе | Время переключения [а] (тип), нс | $U_{сдв}$ (макс.), мВ | $I_{см}$ (макс.), мкА | СД для $U_-$? [б] | Синфазные входные напряжения, В [в] | | Абс. макс. диф. входное напряжение $U_{диф}$, В [г] | Тип. коэф. усиления, $10^3$ | Источники питания, В | | Параметры выхода | | | | | | | | | | Примечания |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | мин. | макс. | | | Положительный | | Отрицательный | | Общий источник | | Земля? | Один источник +5В? | Совместимость с ТТЛ | +/— лог. [д] | Открытый коллектор | Активная нагрузка | Комплементарный выход | Стробирование | Память | Низкий уровень выхода [е] | Макс. внешняя нагрузка [ж] | |
| | | | | | | | | | | мин. | макс. | мин. | макс. | мин | макс. | | | | | | | | | | | | |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 15 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 | 27 | 28 |
| Precision Monolithics (PMI) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| CMP01C | 1 | 110 | 2,8 | 0,9 | — | $U_-$ | $U_+$ | 11 | 500 | 5 | 30 | 0 | —30 | 5 | 36 | — | + | + | + | — | + | — | — | — | H | 32 | |
| CMP02 | 1 | 190 | 0,8 | 0,003 | — | $U_-$ | $U_+$ | 11 | 500 | 5 | 30 | 0 | —30 | 5 | 36 | — | + | + | + | — | + | — | — | — | H | 32 | Рекомендуется как прецизионный |
| CMP01 | 4 | 1300 | 1,0 | 0,1 | + | —0,3 | 30 | 36 | 200 | 3 | 36 | 0 | —30 | 3 | 36 | + | + | + | — | + | — | — | — | — | З | 30 | Вариант 339 повышенной точности |
| RCA | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| CA3290A | 2 | 1000 | 10,0 | 0,00001 | + | $U_-$—0,5 | $U_+$+0,5 | 36 | 150 | 4 | 36 | — | — | 4 | 36 | + | + | + | — | + | — | — | — | — | З | 36 | Входы на полевых МОП-транзисторах |
| Signetics | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| NE521 | 2 | 11 | 7,5 | 20 | — | —5 | 5 | 6 | | 5 [з] | | —5 [з] | | 9,5 | 10,5 | + | — | + | + | — | + | — | + | — | З | | |
| NE522 | 2 | 11 | 7,5 | 20 | — | —5 | 5 | 6 | | 5 [з] | | —5 [з] | | 9,5 | 10,5 | + | — | + | + | — | + | — | + | — | З | | |
| NE527 | 1 | 33 | 6,0 | 2 | — | —6 | 6 | 5 | | 5 | 10 | —6 | —10 | 10 | 20 | + | — | + | + | — | + | + | + | — | З | 15 | Вариант 529 со схемой Дарлингтона |
| NE529 | 1 | 20 | 6,0 | 20 | — | —6 | 6 | 5 | | 5 | 10 | —6 | —10 | 10 | 20 | + | — | + | + | — | + | + | + | — | З | 15 | |
| Texas Instruments (TI) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| TL510C/514C | 1/2 | 30 | 3,5 | 20 | — | —7 | 7 | 5 | 33 | 10 | 14 | —5 | —7 | 15 | 21 | + | — | + | + | — | + | — | + | — | З | | |
| TL810C/820C | 1/2 | 30 | 3,5 | 20 | — | —7 | 7 | 5 | 33 | 10 | 14 | —5 | —7 | 15 | 21 | + | — | + | + | — | + | — | — | — | З | | Вариант 510/514 без стробирования |

[а] Входной перепад 100 мВ, переключающее напряжение 5 мВ. [б] Входной синфазный диапа пробоя; за пределами диапазона нормальная работа не гарантируется. [г] Максимально допу и управление униполярной логикой. [е] З: земля на выходе. Н: низкий уровень на выходе от напряжению. Э: выход—открытый эмиттер *прп*-транзистора для управления ЭСЛ. [ж] Макси чение. [и] Требуется дополнительный источник +5В для питания логики. [к] Переключающее вои включает в себя отрицательные напряжения. [в] Максимальный диапазон без входного стимое напряжение между входными контактами. [д] Допустимы сигналы обеих полярностей насыщенного *прп*-транзистора, который можно подключать к любому отличному от нуля мальное внешнее напряжение, к которому можно подключать нагрузку. [з] Номинальное зна напряжение 100 мВ.

рощенная схема *б* говорит сама за себя. Вентиль ТТЛ является источником тока, величина которого ограничена внутренней схемой. Выход вентиля нельзя использовать для управления другими входами элементов ТТЛ, потому что светодиод ограничивает ВЫСОКИЙ уровень на выходе значением ниже номинального.

На схеме *в* показано, как управлять слаботочным 5-вольтовым реле непосредственно от элемента ТТЛ, отводя ток аналогично схеме *а*; диод шунтирует индуктивный выброс. На схеме показано стандартное реле в интегральном конструктивном исполнении с двухрядным расположением выводов, имеющее сопротивление обмотки 500 Ом (потребляемый ток составляет 10 мА, что эквивалентно шести элементам ТТЛ). Для управления более высоковольтными нагрузками пригодны схемы *г* и *д*. На схеме *г* показано, как вентиль с открытым коллектором 7432, работающий от источника напряжением 15 В, управляет 12-вольтовым реле. На схеме *д* показан «сдвоенный периферийный формирователь» 75451, предназначенный для управления любой нагрузкой в диапазоне напряжений до 30 В при токе до 300 мА. Выпускаются также аналогичные элементы с открытым коллектором, рассчитанным на напряжение питания до 80 В (например, DS3611—3614), имеющие даже бóльшую нагрузочную способность по току.

В рассмотренных схемах не имеет смысла использовать элементы

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

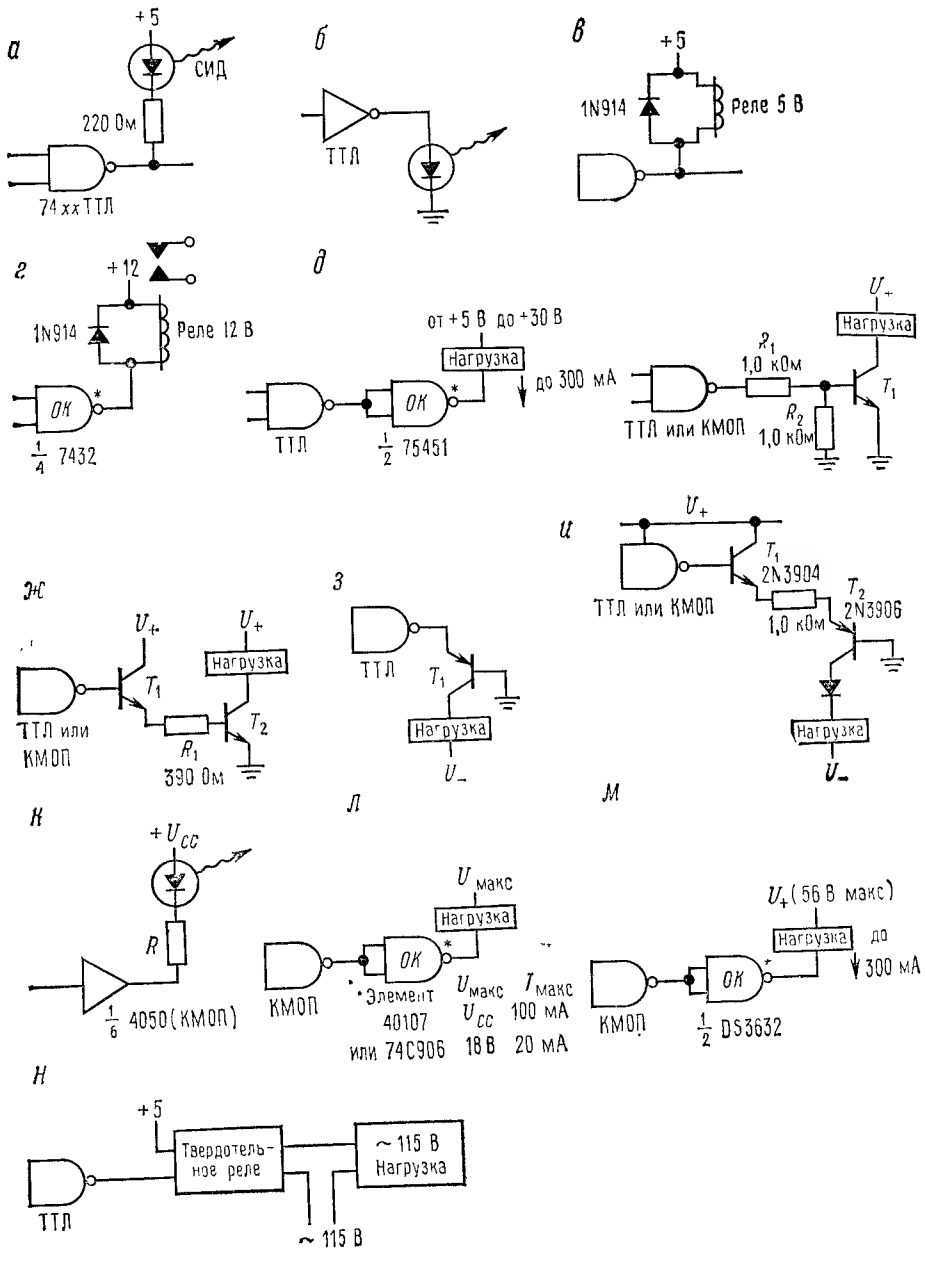



Рис. 9.14.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



ТТЛ серии 74LS*xx*, для которых нагрузочная способность по току в состоянии НИЗКОГО уровня на выходе составляет всего 8 мА. Если используется серия ТТЛ 74LS*xx*, то для управления светодиодами следует применять элементы типа 7404 или даже 74H04. Когда сильноточная нагрузка питается непосредственно от логических элементов, следует уделять особое внимание шине земли, так как ток нагрузки возвращается к нулевой шине источника через кристалл микросхемы. В некоторых случаях нужно использовать отдельный земляной провод.

На схеме 9.14, *е* показано, как *npn*-транзистор может быть использован для коммутации сильноточной нагрузки от элементов ТТЛ или КМОП. Если потребуется увеличить выходной ток, можно уменьшить сопротивление резистора $R_1$ или использовать второй транзистор, как это сделано на схеме *ж*. Схемы *з* и *и* показывают, как управлять нагрузкой, подключенной к источнику отрицательного напряжения. Транзистор *pnp*-типа открывается ВЫСОКИМ выходным уровнем, и напряжение насыщения на коллекторе становится выше потенциала земли на величину падения напряжения на диоде. В схеме *з* ток элемента ТТЛ определяет предельный эмиттерный ток и, следовательно, максимальный ток коллектора (ток нагрузки). В улучшенной схеме *и* применен буферный каскад, в качестве которого использован *npn*-повторитель. Включенный последовательно с выходом диод предохраняет нагрузку от положительных перепадов. В обоих случаях максимальный ток нагрузки равен эмиттерному току *pnp*-транзистора. Отметим, что выход вентиля в схеме *з* нельзя использовать для управления другими логическими элементами, поскольку уровень на нем ограничен величиной падения напряжения на диоде по отношению к земле. Аналогичные схемы выпускаются в интегральном исполнении (например, формирователь для реле с отрицательным питанием DS3687). Они имеют входы, совместимые с уровнями КМОП/ТТЛ, и выходы, рассчитанные на нагрузку 300 мА при напряжении до 56 В. Аналогичный выход, но положительной полярности обеспечивает элемент DS3686.

Стандартные логические элементы КМОП при напряжении питания 5 В имеют выходную нагрузочную способность значительно ниже 1 мА. Поэтому для управления светодиодами и т. п. необходимо использовать какие-либо мощные усилители. На схеме *к* показано, как управлять светодиодами через элемент 4050 (шесть буферов). Этот элемент может отводить ток от 5 до 50 мА при напряжении питания от 5 до 15 В соответственно (с увеличением напряжения питания нагрузочная способность выхода по току растет). Схемы *л* и *м* используют еще более мощные усилительные элементы: элемент 40107 имеет мощный выходной *n*-канальный МОП-транзистор с «открытым стоком», рассчитанный на отвод тока от 16 до 50 мА (при напряжении питания 5—15 В соответственно), а элемент DS3632 с выходным усилителем, выполненным на *npn*-транзисторах по схеме Дарлингтона, может пропускать ток до 300 мА. Конечно, можно всегда использовать

и внешние дискретные транзисторы, как это сделано на схемах *ж* и *з*, но их применение ограничено величиной базового тока, которая равна примерно 0,25 мА.

Для управления нагрузкой переменного тока проще всего использовать «твердотельное реле», как показано на схеме *н*. Это реле представляет собой триак с оптической связью, имеющий вход, совместимый с ТТЛ, и нагрузочную способность по току от 10 до 40 А при коммутации нагрузки переменного тока под напряжением 115 В. В этом случае можно использовать и обычное реле, предназначенное для работы от логического элемента. Однако здесь нужно проверить паспортные данные, так как большинство миниатюрных реле, которые могут управляться от логических элементов, не могут коммутировать мощную нагрузку переменного тока, поэтому такое реле, возможно, придется использовать для возбуждения второго, более мощного реле. Многие твердотельные реле переключаются при «переходе через нуль». Это очень полезная особенность, которая позволяет предотвратить попадание помех и выбросов шины переменного тока. «Мусор» на шинах питания переменного тока вызывается схемами на триаках, которые не используют коммутацию при переходе через нуль переменного напряжения. Таковы, например, регуляторы с фазовым управлением, предназначенные для осветительных ламп, термостатов, двигателей и т. д.

Для управления 7-сегментными цифровыми индикаторами обычно используются комбинированные элементы, содержащие дешифраторы и формирователи. Сейчас их становится все больше и больше, включая устройства «с отводом» тока (с общим анодом) и «с отдачей» тока (с общим катодом). К типичным представителям подобных устройств относятся преобразователь двоично-десятичного кода в 7-сегментный (с формирователями, отводящими ток) 7447 на элементной базе ТТЛ и преобразователь подобного же типа, выполненный на элементах КМОП, который содержит, кроме того, буферный регистр (формирователь этого устройства работает в режиме отдачи тока). Примеры применения этих элементов будут приведены ниже.

## СОПРЯЖЕНИЕ БИС НА *n*- И *p*-КАНАЛЬНЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

Большие интегральные схемы (БИС) обычно строятся на работающих в режиме обогащения полевых МОП-транзисторах одной полярности. Это позволяет сократить несколько стадий технологического процесса по сравнению с КМОП-технологией и обеспечить более высокую плотность размещения элементов в кристалле, чем при биполярной или КМОП-технологии. Поскольку такие БИС имеют широкое распространение, необходимо знать, как сопрягаются между собой элементы МОП и ТТЛ (или КМОП) и как входы и выходы МОП-элементов соединяются с внешними схемами на дискретных компонентах. Большинство БИС на МОП-элементах разрабатываются совместимыми с ТТЛ, поскольку они широко используются в системах на элементах ТТЛ, однако тут есть и некоторые тонкости, которые следует рассмотреть.



### 9.09. Входы *n*-канальных МОП-элементов

На рис. 9.15 показана входная схема элемента на *n*-канальных МОП-транзисторах, предназначенных для работы от элементов ТТЛ. Транзистор $T_1$ представляет собой инвертор, а транзистор $T_2$ — «истоковый повторитель» с малыми геометрическими размерами, который задает ток от шины питания (резисторы занимают слишком много места, поэтому в качестве стоковой нагрузки всегда используются полевые МОП-транзисторы); отдельно на рисунке показан распространенный вариант изображения транзистора $T_2$. Пороговое напряжение входного транзистора в новых низкопороговых устройствах с «кремниевыми затворами» имеет величину от 0,5 до 1,5 В, а в старых элементах лежит в пределах от 2 до 3 В. Таким образом, для того, чтобы на входах *n*-канальных МОП-транзисторов надежно обеспечить универсальный ВЫСОКИЙ уровень, следует использовать нагрузочный резистор, подключающий выход ТТЛ к шине питания. НИЗКИЙ уровень на выходах ТТЛ вполне подходит для управления МОП-транзистором. Как обычно, сопротивление нагрузочного резистора должно быть достаточно малым, чтобы обеспечить необходимую скорость перехода из НИЗКОГО состояния в ВЫСОКОЕ независимо от емкости нагрузки на выходе элемента ТТЛ; как правило, используются номиналы от 1 до 10 кОм.

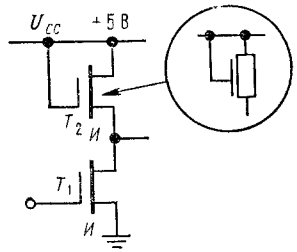
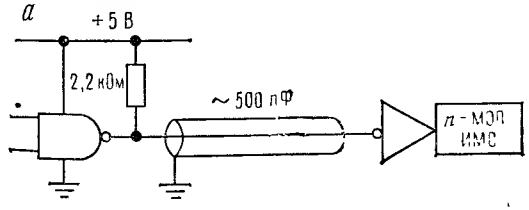


Рис. 9.15. Входная схема логического элемента на *n*-канальных МОП-транзисторах, работающих в режиме обогащения.



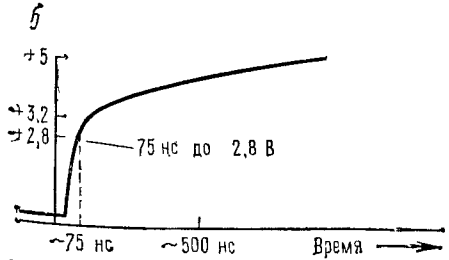



Рис. 9.16. Емкостная нагрузка увеличивает время нарастания выходного напряжения.

Если выходы элементов ТТЛ управляют входами *n*-канальных МОП-транзисторов через соединительный кабель длиной в несколько метров, могут возникнуть проблемы быстродействия, так как емкость нагрузки в этом случае нередко достигает нескольких сотен пикофарад и даже бо́льших величин. Сигнал на выходе элемента ТТЛ



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

будет иметь вид, показанный на рис. 9.16. Хотя время нарастания выходного сигнала до уровня +2,8 В составляет от 50 до 75 нс, может потребоваться еще 50 нс для того, чтобы достичь уровня +3,5 В даже при сопротивлении нагрузки 2,2 кОм (необходимо предусмотреть соответствующую защиту от помех для логического порога ВЫСОКОГО уровня МОП-транзистора, равного 3 В). Один из вариантов решения этой проблемы заключается в применении специальных схем на МОП-элементах, например, типа 74LS363 и 74LS364. Эти схемы представляют собой буферные регистры, имеющие на выходах шинные формирователи с тремя состояниями. Минимальное значение ВЫСОКОГО уровня на выходе этих элементов составляет 3,65 В, в то время как у обычных элементов ТТЛ эта величина равна 2,4 В. Они имеют также выход с активной нагрузкой, гарантирующий высокую скорость переключения при более положительном ВЫСОКОМ уровне. Для новых МОП-элементов с низкими значениями входного порога такие приборы, снабженные специальной выходной схемой, обычно не требуются, так как здесь вполне удовлетворительно работают обычные элементы ТТЛ.

Логические элементы КМОП с напряжением питания +5 В можно непосредственно подключать ко входам БИС на МОП-транзисторах, совместимым с элементами ТТЛ. В этом случае нагрузочные резисторы не нужны, поскольку на выходе элементов КМОП получается полный перепад напряжения до +5 В.

Некоторые ИМС на $n$-канальных МОП-транзисторах включают в себя нагрузочные полевые транзисторы, которые иногда управляются внешним входным сигналом. Такими элементами можно без особого труда управлять прямо с выходов ТТЛ, однако, если имеется большая емкость, нужно поступать, как было описано выше.

## 9.10. Выходы $n$-канальных МОП-элементов

На рис. 9.17 изображен выходной каскад распространенного низковольтного логического элемента на $n$-канальных МОП-транзисторах. Схема работает от одного источника напряжением +5 В. На транзисторе $T_1$ выполнен ключ, а транзистор $T_2$ представляет собой истоковый повторитель. Схема спроектирована таким образом, что при НИЗКОМ уровне транзистор $T_1$ может отводить ток в несколько миллиампер, обеспечивая на выходе напряжение ниже 0,5 В. Это возможно благодаря тому, что затвор транзистора $T_1$ может управляться от напряжения $U_{CC}$ (обычно это +5 В, для совместимости с

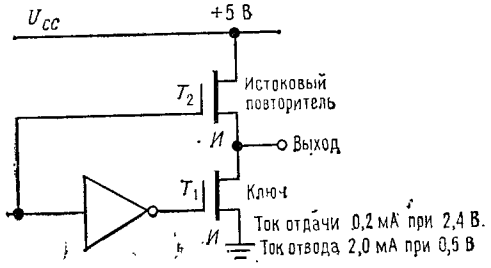



Рис. 9.17. Схема выхода логического элемента на $n$-канальных МОП-транзисторах.



ТТЛ), вследствие чего получаются низкие значения $R_{\text{СИ, вкл}}$. При ВЫСОКОМ уровне на выходе ситуация значительно хуже: минимальное значение ВЫСОКОГО уровня на выходе ТТЛ равно +2,4 В, а напряжение затвор — исток транзистора $T_2$ составляет всего 2,6 В, отчего получается довольно высокое сопротивление $R_{\text{СИ, вкл}}$. С ростом выходного напряжения ситуация ухудшается.

Это положение проиллюстрировано кривыми на рис. 9.18. В результате нагрузочная способность по току выхода элемента с $n$-канальными МОП-транзисторами может составлять всего лишь 0,2 мА (в режиме источника тока) при выходном напряжении +2,4 В. Такая нагрузочная способность достаточна для управления входами элементов ТТЛ, но явно недостаточна для схем, подобных изображенной на рис. 9.19.

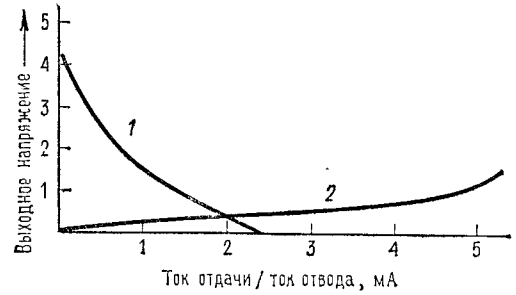



Рис. 9.18. Типовые выходные характеристики (по току) элемента на $n$-канальных МОП-транзисторах.
*1* — ток отдачи; *2* — ток отвода.

Для управления током через светодиод коммутируемого индикатора (25—50 мА) желательно было бы иметь ток около 1 мА при напряжении +4,1 В. Однако это невозможно, так как в этом случае напряжение $U_{\text{ЗИ}}$ составило бы всего 0,9 В, что может оказаться даже ниже порогового напряжения полевого транзистора. Следует также помнить, что все элементы, рассчитанные на работу при напряжении питания ТТЛ +5 В, должны сохранять работоспособность при снижении напряжения до +4,5 В с учетом допуска (±10%) на напряжение питания. Для управления светодиодами (или другими сильноточными приборами) можно использовать схемы, изображенные на рис. 9.20.

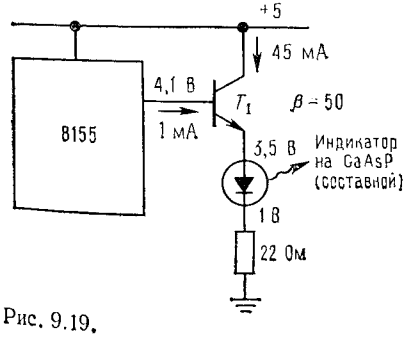



Рис. 9.19.

На первой схеме $pnp$-транзистор переводится в режим полной проводимости при НИЗКОМ уровне на выходе $n$-канального МОП-элемента, отводящего ток 2 мА. На второй схеме $npn$-транзистор, включенный по схеме Дарлингтона, ОТКРЫВАЕТСЯ малым выходным током, получаемым от $n$-канального МОП-элемента, когда последний находится в состоянии ВЫСОКОГО уровня. Подобная схема ограничивает ВЫСОКИЙ уровень напряжения на выходе падением напряжения на двух диодах, что выглядит не совсем хорошо. Но



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

оказывается, что выходы МОП-элементов с каналами $n$-типа рассчитаны на подключение к земле таким способом, причем выходные токи будут достаточно малыми и не вызовут повреждения базового перехода транзистора, который включен по схеме Дарлингтона с заземленным эмиттером. Но не следует подобным образом поступать с высоковольтными $n$-канальными МОП-элементами, которые будут описаны в следующем разделе. Выход типового низковольтного МОП-элемента с каналом $n$-типа может отдавать ток величиной 2 мА в базу схемы Дарлингтона при напряжении +1,5 В, обеспечивая для ИМС типа «сшестеренной» схемы Дарлингтона 75492 нагрузочную способность по току до 250 мА при напряжении 1 В.

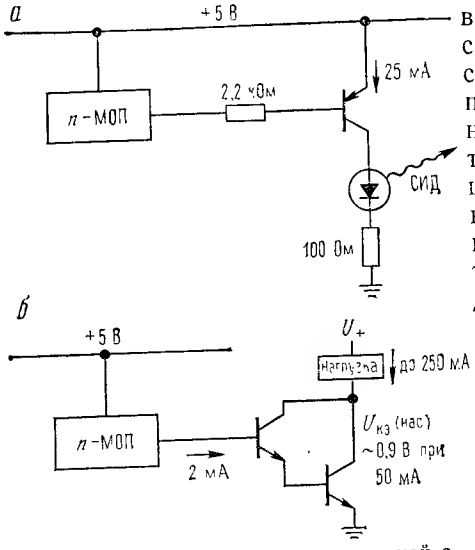



Рис. 9.20. Схемы управления нагрузкой с выходов логических элементов на $n$-канальных МОП-транзисторах.

***Высоковольтные n-канальные МОП-элементы.*** С точки зрения сопряжения по выходам полезное разнообразие в ряд БИС на $n$-канальных МОП-транзисторах вносят так называемые низкопороговые высоковольтные элементы. Эти элементы работают от двух источников питания положительной полярности (как правило, +5 и +12 В) и имеют выходную схему, представленную на рис. 9.21. Большая часть схемы элемента питается от источника $U_{CC}$ напряжением +12 В, и только выходной транзистор подключен к источнику напряжением +5 В. В результате выходной каскад дает перепад напряжения от +5 В до нуля, обеспечивая хорошую нагрузочную способность; верхний $n$-канальный МОП-транзистор (истоковый повторитель) при напряжении на выходе +5 В имеет смещение затвора, равное 7 В. Применение таких устройств позволяет преодолеть все трудности (а точнее, почти все; остается только найти напряжение +12 В).

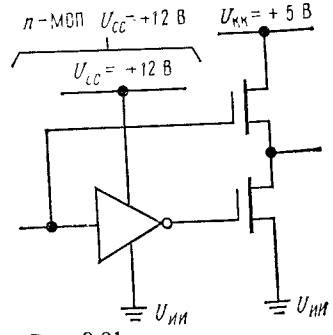



Рис. 9.21.

Из вышеизложенного должно быть понятно, почему выходы $n$-канальных МОП-элементов с одним источником питания +5 В (низковольтные элементы) совместимы с элементами ТТЛ, хотя для $p$-канальных МОП-транзисторов, которые мы рассмотрим в следующем разделе, дело обстоит иначе. В некоторых случаях для повышения быстродействия на $n$-канальные МОП-элементы подают повышенное напряжение питания (высоковольтные элементы), однако в конечном счете фактором, ограничивающим быстродействие МОП-элементов, является отношение емкостей схемы к потребляемым токам. При повышенном напряжении питания на затворы подается большее напряжение, что позволяет получить меньшее значение для сопротивления $R_{вкл}$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## 9.11. Входы $p$-канальных МОП-элементов

На рис. 9.22 показана входная схема $p$-канального МОП-элемента, совместимого с уровнями ТТЛ. Транзистор $T_1$ включен как инвертор (схема с общим истоком), а транзистор $T_2$ действует в качестве стоковой нагрузки. Для питания совместимых с ТТЛ $p$-канальных МОП-элементов необходим дополнительный источник отрицательной полярности, тогда как совместимые с ТТЛ $n$-канальные МОП-элементы могут работать от общего источника +5 В. У некоторых $p$-канальных МОП-элементов контакт $U_{CC}$ может быть соединен с землей, однако для большинства элементов он соединяется с источником отрицательного напряжения $U_{CC}$ (—5, —9 или —12 В), но ни в коем случае не с землей! Иногда отрицательные напряжения $U_{ЗЗ}$ и $U_{CC}$ могут быть равны.

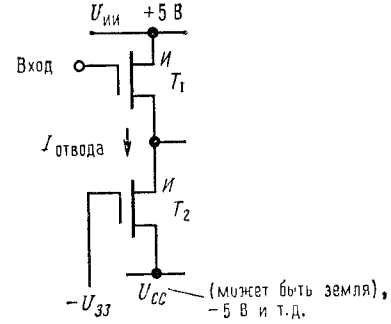



Рис. 9.22. $T_1$, $T_2$ — $p$-канальные транзисторы, работающие в режиме обогащения.

Для управления $p$-канальными МОП-элементами на вход надо подавать нулевое напряжение (НИЗКИЙ уровень), открывающее транзистор $T_1$ или достаточный ВЫСОКИЙ уровень, чтобы транзистор $T_1$ закрылся. Для полевых МОП-транзисторов с каналом $p$-типа свойственны более высокие значения пороговых напряжений и сопротивлений в открытом состоянии, чем для элементов с каналами $n$-типа таких же размеров (так как дырки подвижнее, чем электроны). Типовые значения пороговых напряжений лежат в пределах от 1,5 до 3 В. Для управления такими входами элементов $p$-канальных МОП-транзисторов вполне подходят выходы ТТЛ, однако для того, чтобы получить соответствующий ВЫСОКИЙ уровень, они должны соединяться с источником питания +5 В через нагрузочный резистор.

***Активная нагрузка.*** ВЫСОКИЙ уровень, достаточный для управления входами $p$-канальных МОП-элементов, можно обеспечить на выходе элементов ТТЛ и другим способом, а именно использовать встроенную в МОП-элемент активную коммутируемую нагрузку.

Идея этого метода показана на рис. 9.23. Транзистор $T_1$ пропускает ток, если инвертор, образованный транзисторами $T_2$, $T_3$, обнаруживает на входе сигнал ВЫСОКОГО уровня. Таким образом, вход окажется подключенным к шине питания, как только уровень входного сигнала превысит логический порог МОП-транзистора. При НИЗКОМ уровне на входе этого не происходит. Такой тип нагрузки позволяет обеспечить хороший сигнал ВЫСОКОГО уровня на входе МОП-элементов и в любом состоянии фактически не дает переходного тока. В запоминающем устройстве последовательного типа 3341 подобная схема входа используется для получения совместимости с ТТЛ-элементами.

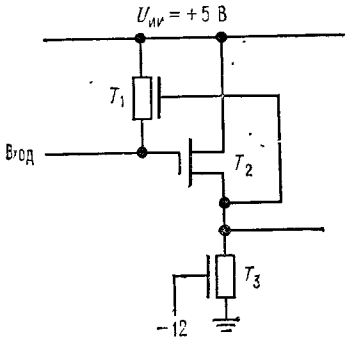


Рис. 9.23.

## 9.12. Выходы *p*-канальных элементов на МОП-транзисторах

На рис. 9.24 представлена стандартная схема выходного каскада на *p*-канальных МОП-транзисторах, которая предназначена для управления входами ТТЛ. Транзисторы $T_3$ и $T_4$ образуют двухтактный выходной каскад, причем $T_3$ используется для подключения напряжения $U_{CC}$ (обычно +5 В), а $T_4$ является повторителем. Отметим, что оба транзистора являются приборами *p*-типа. (Схема на элементах КМОП с ее комплементарными ключами, подключенными к земле и к источнику $+U_{CC}$, конечно, элегантнее.) Транзистор $T_3$ легко обеспечивает ВЫСОКИЙ уровень на выходе, поскольку он полностью открывается, когда на его затвор подается нулевое или даже отрицательное напряжение.

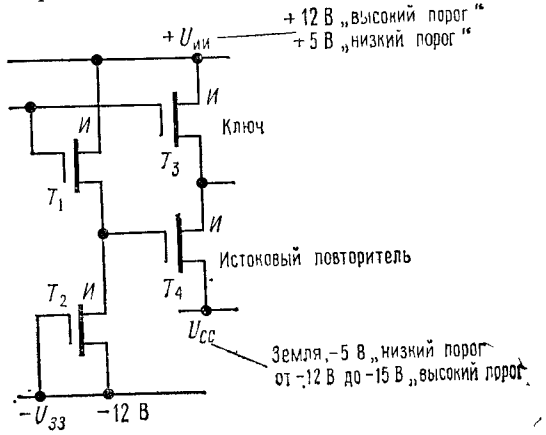


Рис. 9.24. Схема выходного логического элемента на *p*-канальных МОП-транзисторах.
*Внимание*: шина земли может отсутствовать.

Другая задача состоит в том, чтобы на вход ТТЛ подать НИЗКИЙ уровень, учитывая, что транзистор $T_4$ представляет собой повторитель. Пороговые значения напряжения для *p*-канальных МОП-элементов, работающих в режиме обогащения, относительно велики, поэтому, если напряжение на затворе опускается только до нуля, напряжение на выходе при любой нагрузке не сможет упасть ниже 2 В. Для управления ТТЛ этого недостаточно, поэтому в цепи затвора используется источник отрицательного напряжения $U_{33}$ (как правило, −12 В), обеспечивающий удовлетворительную проводимость транзистора $T_4$ в случае, когда потенциал его истока (выход) близок к земле.



Как видно из схемы, транзистор $T_1$ через стоковую нагрузку (транзистор $T_2$) соединен с источником $U_{33}$ (−12 В) и работает как инвертор. Его выходного напряжения (около −10 В) достаточно для смещения повторителя на транзисторе $T_4$. У *p*-канальных МОП-элементов с заземленным контактом $U_{CC}$ на выходе образуется потенциал земли с хорошей нагрузочной способностью (как у КМОП-элементов). Для *p*-канальных МОП-элементов без зануленного вывода и с отрицательным напряжением $U_{CC}$ на выходе можно обеспечить значительный отвод тока и напряжение существенно ниже нуля. В этом случае на входах элементов ТТЛ надо использовать защитные диоды, ограничивающие входное напряжение величиной падения на диоде. Одновременно с управлением входом ТТЛ транзистор $T_4$ обеспечивает отвод тока, и его можно использовать для управления светодиодными индикаторами или аналогичными устройствами так же, как это делалось на *n*-канальных МОП-элементах (через *pnp*-транзистор). Обычно такие выходы рассчитаны только на отвод тока с одного входа ТТЛ, и к ним нельзя непосредственно подключать сильноточную нагрузку. В отличие от *n*-канальных МОП-элементов *p*-канальные элементы обеспечивают выход, который может быть источником существенного по величине тока (хотя обычно он меньше, чем ток, отводимый от нагрузки). С этого выхода можно управлять ключевым *npn*-транзистором с заземленным эмиттером и нагрузкой, подключенной к источнику питания напряжением +5 В и выше.

При работе *p*-канальных МОП-элементов от отрицательного источника напряжения $U_{CC}$ важно обращать внимание на следующее обстоятельство: в состоянии НИЗКОГО уровня выход может потреблять значительный ток при напряжении на нагрузке ниже нуля. Со входами ТТЛ благодаря наличию защитных диодов ничего не произойдет, однако КМОП-элементы в такой ситуации могут выйти из строя. С неприятностями подобного рода можно столкнуться, если выходы, предназначенные для управления элементами ТТЛ, использовать для управления БИС на МОП-транзисторах.

И наконец, последнее замечание относительно *p*-канальных МОП-транзисторов: в новых разработках ИС стремятся шире использовать *p*-канальные элементы МОП, совместимые с ТТЛ-уровнями. Тем не менее существует большое число кристаллов типа *p*-МОП, некоторые из которых абсолютно не совместимы с уровнями ТТЛ. Например, серия ИС фирмы National, предназначенная для создания электромузыкальных синтезаторов, включает в себя хроматический равномерно-темперированный синтезатор, цифровой источник шума и ритмозадатчик, упоминавшийся в разд. 8.27. Эти ИМС работают от источников питания +14 и −13 В. Кроме того, многие ИМС, предназначенные для калькуляторов, рассчитаны на работу от одной

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

9-вольтовой батареи. В большинстве случаев их выходы могут непосредственно стыковаться с КМОП-элементами. В противном случае, зная выходные характеристики схем, можно сделать устройство сопряжения на биполярных или полевых МОП-транзисторах. К сожалению, паспортные данные не всегда содержат нужную информацию.

### 9.13. Суммарные характеристики семейства МОП-элементов

На рис. 9.25 приведены обобщенные данные о напряжениях питания БИС на МОП-элементах, а диаграмма на рис. 9.26 показывает их нагрузочные способности по выходу. Напряжения питания и результирующие напряжения входного порога для ВЫСОКОГО и НИЗКОГО уровней приводятся отдельно для каждого из шести семейств МОП.

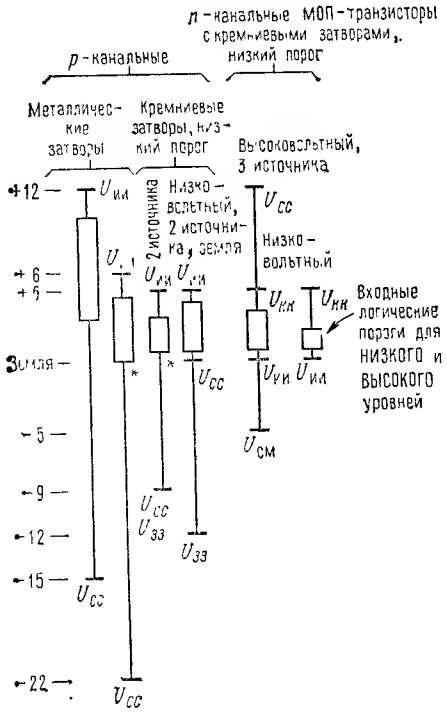



Рис. 9.25. Напряжения питания и логические пороги элементов на $p$-канальных и $n$-канальных МОП-транзисторах (приведены пороговые напряжения для НИЗКОГО и ВЫСОКОГО уровней).

* показывает ток отвода на $U_{CC}$.

Отметим некоторые особенности: часто значения напряжений питания $U_{CC}$ и $U_{ЗЗ}$ можно изменять; например, можно вместо —12 В использовать —15 В. Значения напряжений питания, если это удобно, можно сдвигать, получая желаемые напряжения логического порога или выходные логические уровни. Выходы $p$-канальных элементов МОП в режиме отвода тока могут подключать нагрузку к потенциалу ниже нуля, поскольку они представляют собой повторители с отрицательным напряжением питания. Низковольтные $n$-канальные элементы МОП (с напряжением питания +5 В) не обеспечивают полный перепад напряжения на нагрузке до +5 В, но зато могут отводить на землю значительный ток. Такие элементы хорошо использовать для управления элементами ТТЛ; для этой цели они и были разработаны.

#### ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ И ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

В тех случаях, когда цифровые сигналы должны передаваться по кабелю или между измерительными приборами, возникают специфические проблемы. Важную роль играет влияние емкостной нагрузки

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



на высокочастотные сигналы, синфазные перекрестные помехи, а также на «эффекты длинной линии» (отражения от несогласованной нагрузки, см. разд. 13.09). Для того чтобы обеспечить надежную передачу цифровых сигналов, часто применяют специальные методы и соответствующие интегральные схемы. Некоторые из перечисленных

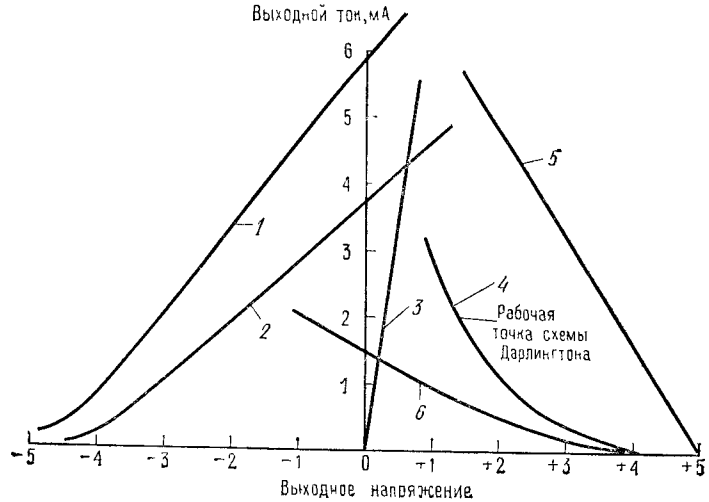



Рис. 9.26. Выходные характеристики (по току) совместимых с ТТЛ логических элементов на $n$-канальных и $p$-канальных МОП-транзисторах.

*1* — отвод, низкопороговые $p$-МОП; *2* — отвод, высокопороговые $p$-МОП; *3* — отвод, $n$-МОП; *4* — отдача, низковольтные $n$-МОП; *5* — отдача, высоковольтные $p$-МОП и низкопороговые высоковольтные $p$-МОП; *6* — отдача, высокопороговые $p$-МОП.

проблем могут возникать даже на отдельной печатной плате, так что без знания методов передачи цифровых сигналов трудно обойтись. Мы начнем рассмотрение с вопросов, возникающих при передаче сигналов в пределах одной платы, после чего перейдем к тем трудностям, которые возникают при передаче сигналов по шинам между платами, и в заключение обсудим случаи, когда сигналы передаются от устройства к устройству по витым парам проводов или с помощью коаксиальных кабелей.

### 9.14. Внутриплатные соединения

***Ток переходного процесса выходного каскада.*** Двухтактная выходная схема элемента ТТЛ и КМОП состоит из двух последовательно соединенных транзисторов, включенных между шинами $U_+$ и земли. Когда состояние выходного каскада изменяется, оба транзистора кратковременно оказываются в открытом состоянии. В это время от шины $U_+$ на землю протекает импульс тока, который создает короткие отрицательные выбросы на шине $U_+$ и короткие поло-

жительные выбросы на шине земли. Эта ситуация иллюстрируется на рис. 9.27. Предположим, что $ИМС_1$ переключается, и от источника +5 В к земле кратковременно протекает значительный ток, путь которого показан на рисунке (для элементов типа 74S*xx* он может достигать 100 мА). Этот ток в сочетании с индуктивностью проводников $U_+$ и земли вызывает короткие выбросы напряжения относительно опорной точки заземления (см. рисунок). Эти выбросы длительностью всего лишь от 5 до 20 нс могут доставить массу неприятностей.

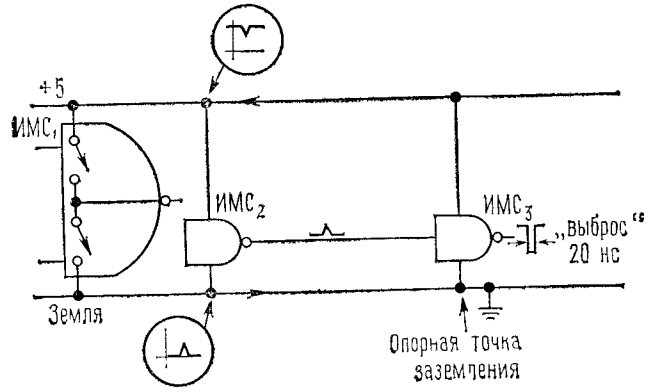



Рис. 9.27. Помехи на шине земли.

Предположим, что $ИМС_2$, «пассивный свидетель» происходящего, расположена рядом с «переключившейся» микросхемой. $ИМС_2$, на выходе которой действует постоянный сигнал НИЗКОГО уровня, управляет входом $ИМС_3$, расположенной еще дальше. Положительный выброс, действующий на земляном проводе $ИМС_2$, появится также на выходе последней, и при его достаточной величине воспримется схемой $ИМС_3$ как непродолжительный сигнал ВЫСОКОГО уровня. Таким образом, на выходе схемы $ИМС_3$, находящейся на некотором расстоянии от источника помехи — схемы $ИМС_1$, появляется полноценный выходной импульс, нарушающий нормальную работу всей системы. Он без особых затруднений переключит триггер; подобные выбросы тока по земляному проводу делают это очень умело.

Лучшим средством против подобного явления является: а) использование по всей плате мощных земляных шин и даже значительных «поверхностей заземления» (одна сторона двухсторонней печатной платы целиком отводится под поверхность заземления); б) обильное шунтирование цепей питания по всей плате с помощью конденсаторов. Применение умощненных шин (пониженные индуктивность и сопротивление) уменьшает индуцированные выбросы тока, а благодаря наличию конденсаторов, включенных между шинами земли и $U_+$ и распределенных по всей плате, токовые броски распространяются только по коротким ветвям, что в сочетании с пониженной индуктивностью дает существенное снижение величины выбросов (конденсатор действует как локальный источник, напряжение которого за время действия короткого броска тока заметно не меняется). В устройствах на элементах ТТЛ лучше всего около каждой ИМС устанавливать конденсатор емкостью от 0,05 до 0,1 мкФ, но может оказаться достаточным иметь один конденсатор на каждые две или три ИМС. Кроме того, для хранения энергии неплохо распределить по плате несколько танталовых конденсаторов большей емкости (например 6,8 мкФ, 35 В). Шунтирующие конденсаторы рекомендуется включать между шинами источников питания и земли независимо от того, цифровая эта схема или аналоговая. Конденсаторы обеспечивают низкий импеданс шин источников напряжения на высоких частотах, что препятствует возникновению связей между элементами через источник.

Незашунтированные шины питания могут служить причиной возникновения ненормальных режимов, генераций, помех.



***Емкость нагрузки — причина выбросов.*** Даже после того, как шины питания зашунтированы, неприятности еще не закончатся. Почему это так, показано на рис. 9.28. Для выхода цифрового элемента частью общей нагрузки являются емкость монтажа и входная емкость элемента, которым управляет этот выход (типовое значение лежит в пределах от 5 до 10 пФ). При резком переключении выхода из одного состояния в другое через такую нагрузку протекает довольно большой ток, величину которого можно подсчитать по формуле $I=C(dU/dt)$. Рассмотрим, например, как элемент серии 74S*xx* (время переключения от 0 до 3 В составляет 3 нс) управляет нагрузкой емкостью 25 пФ (что эквивалентно трем или четырем элементам ТТЛ, соединенным короткими проводниками). Ток во время переключения равен 25 мА, что близко к максимальной нагрузочной способности управляющего элемента по выходу! Этот ток протекает по шине земли (при переключении с ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ) или шине +5 В (при переключении с НИЗКОГО уровня на ВЫСОКИЙ), производя как раз те самые незначительные выбросы. [Для оценки этого эффекта представим, что индуктивность проводника составляет приблизительно 5 нГ/см. Ток переключения, продолжающегося 2 нс,

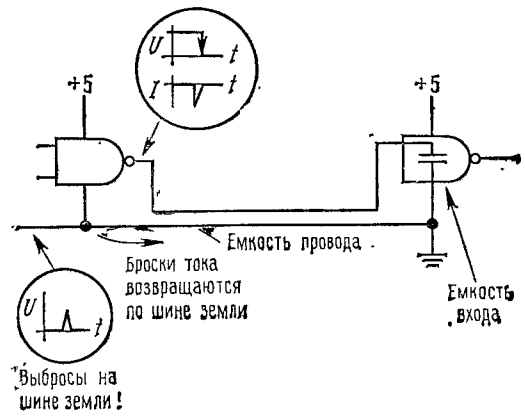



Рис. 9.28. Помехи на шине земли из-за емкостной нагрузки.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

вызовет на дюйме [1] провода выброс напряжения $U=L\,(dI/dt)=0{,}15$ В!] Аналогичные выбросы на шине заземления появятся и около управляемого элемента, где всплески тока через его входную емкость и паразитную емкость монтажа возвращаются на землю.

В синхронных схемах, где несколько элементов переключаются одновременно, проблема паразитных выбросов еще более серьезна. В печатных платах больших размеров с протяженными соединениями и шинами заземления выбросы тока могут приводить к ощутимым неприятностям. Лучше всего использовать массивные шины земли (чтобы получить малые величины индуктивности) и наикратчайшие связи. Элементы КМОП, в силу их меньшего быстродействия, доставляют меньше затруднений в отношении помех, однако здесь имеют место неприятности, связанные со «скосами фронтов» (см. разд. 8.34). Элементы 74S*xx* хуже в этом плане, чем многоцелевая серия 74LS*xx*, которая в свою очередь уступает «стандартной» серии ТТЛ 74*xx*. Наибольшие трудности могут возникнуть при использовании логических элементов с эмиттерными связями (ЭСЛ).

### 9.15. Межплатные связи

При передаче логических сигналов между платами возможностей для возникновения сбоев становится еще больше. Возрастает емкость проводников, удлиняется цепь земли, поскольку теперь она должна проходить по кабелям, разъемам, удлинителям и т. п. Поэтому выбросы по шине земли, которые возникают из-за токов переключения, в этом случае обычно больше по величине и способны доставить больше неприятностей. Следует, по возможности, избегать разветвлений тактовых сигналов между платами, а провода заземления отдельных плат делать достаточно мощными. Если тактовые сигналы поступают с платы на плату, на входе каждой платы нужно установить промежуточный вентиль. В крайних случаях здесь могут потребоваться ИМС линейных формирователей и приемников (см. ниже). Кроме того, все критичные схемы всегда желательно объединять на одной плате, где можно влиять на индуктивность шин заземления и свести к минимуму емкость проводников. Не следует недооценивать значение проблем, которые возникают при разводке высокочастотных сигналов по нескольким платам; может оказаться, что они станут главным источником затруднений.

### 9.16. Шины передачи данных

Когда большое число отдельных узлов соединяются между собой с помощью общей шины, вышеупомянутые проблемы становятся еще серьезнее (более подробно о шинах передачи данных см. в гл. 10 и 11). Кроме того, прибавляются новые действующие лица: из-за длины и собственной индуктивности проводников возникают эффекты,

[1] 1 дюйм=2,54 см.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



присущие длинным линиям. Для наиболее быстродействующих элементов ЭСЛ («MECL III» — время нарастания менее 1 нс) эти эффекты настолько серьезны, что передача сигнала дальше чем на несколько сантиметров должна рассматриваться как передача по длинной линии с соответствующими ограничениями!

Для шин ощутимой длины (0,4 м и более) лучше всего использовать вспомогательную плату с поверхностью заземления. Эта плата, как будет показано в гл. 12, представляет собой простую печатную плату, которая содержит ряд печатных разъемов, предназначенных для подключения к ним индивидуальных логических плат. Такие платы являются экономичным решением проблемы межплатных соединений и при правильном выполнении обеспечивают также наилучшие электрические характеристики. Проводники, расположенные вблизи поверхности заземления, обладают меньшей индуктивностью, а емкостные связи с соседними проводниками получаются более слабыми. Неплохо выполнять вспомогательную плату таким образом, чтобы все сигнальные проводники располагались бы на одной стороне, а печатная поверхность заземления — по другую сторону платы (двухсторонние печатные платы имеют широкое распространение, а для сложных схем используют даже многослойные платы).

Последнее замечание: если эффекты длинной линии, такие, как «звон» или выбросы на проводнике заземления, поставят вас в тупик, вы, наверное, попытаетесь использовать обычный прием: включить конденсатор непосредственно на вход вентиля, управляемого с линии. Несмотря на то что так поступают иногда и сами авторы, этот грубый прием не может быть рекомендован, так как он является всего лишь компромиссом в решении проблемы больших токов, возникающих на земляном проводе при переключениях логических схем (разд. 9.14).

***Оконечная нагрузка шины.*** Если шины имеют значительную длину, то на конце каждого сигнального проводника обычно устанавливают резистивную нагрузку, подключенную к земле или шине питания. Как будет показано в гл. 13, длинные линии или коаксиальные кабели имеют «характеристическое сопротивление» $Z_0$. Если такое же сопротивление имеет и нагрузка, подключенная на конце кабеля (обычно это омическое сопротивление), то любой сигнал, пройдя кабель, будет воспринят полностью, без отражения. Любая другая нагрузка, даже ее отсутствие, вызывает отраженные волны, амплитуда и фаза которых зависят от степени несогласованности сопротивлений. Проводники на печатных платах обычно имеют характеристическое сопротивление порядка 100 Ом, что близко к характеристическому сопротивлению витой пары проводов, сделанной из изолированного провода 24-го калибра [1] или другого, близкого сечения.

В системах с элементами ТТЛ на шины данных часто устанавливают делители напряжения, включенные между источником питания

[1] Приблизительно 0,5-мм диаметра.— *Прим. ред.*

+5 В и землей. Высокий логический уровень в этом случае составляет +3 В; а это значит, что при переключении нужен меньший перепад напряжения и поэтому через емкость нагрузки протекает меньший ток. Типовые значения сопротивлений делителя — 180 Ом на положительную шину источника и 390 Ом — на землю.

***Формирователи*[1] *сигналов для шин данных.*** Для получения выходов с большими коэффициентами разветвления, а также для формирования сигналов, предназначенных для передачи по протяженным шинам данных, используются специальные элементы ТТЛ с повышенной нагрузочной способностью по току. Приведем наиболее распространенные типы:

| Тип | Выходной ток (отвод), мА | Описание |
|---|---|---|
| 7438 | 48 | Четыре отдельных 2-входовых элемента НЕ-И |
| 8880 | 48 | Четыре 2-входовых НЕ-И |
| 8095—8098 или 74365—8 | 32 | Шесть схем «буфер/инвертор» с тремя состояниями |
| 8T95—8T98 | 48 | Шесть схем «буфер/инвертор» с тремя состояниями |
| 75450—4 | 300 | Два 2-входовых элемента И, НЕ-И, ИЛИ, НЕ-ИЛИ с открытым коллектором |
| Серия 3440 | 48 | Выходные формирователи с открытым коллектором и приемопередатчики, некоторые со встроенной нагрузкой |
| 8836—8 | 16 | «Унифицированные» выходные формирователи с тремя состояниями и приемопередатчики с высокоомными входами |
| 74LS240—5 | 24 | Выходные формирователи с тремя состояниями и приемопередатчики |

Нагрузочная способность по току определяется НИЗКИМ уровнем остаточного напряжения, максимальное значение которого составляет 0,4 или 0,5 В. Однокорпусные универсальные линейные формирователи (приемопередатчики) в интегральном исполнении подключаются к каждой линии шины данных одновременно и выходом и входом.

## 9.17. Кабельные связи

В связи с тем, что линии из отдельных проводников подвержены действию помех, для связи с удаленными устройствами используются витые пары или коаксиальные кабели. Коаксиальные кабели будут рассматриваться в гл. 13, посвященной радиосигналам, а здесь мы кратко охарактеризуем некоторые методы передачи цифровых сигналов по таким линиям, так как эти методы играют важную роль в технике сопряжения цифровых схем. В большинстве случаев эту функцию выполняют специальные ИМС — линейные формирователи (передатчики/приемники).

[1] Их также называют линейными передатчиками.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



***Стандарт RS-232C.*** При относительно медленной передаче сигналов (порядка сотен битов в секунду) наиболее подходящим является стандарт RS-232C. Этот стандарт определяет уровни сигналов обеих полярностей, а величины гистерезиса и времени запаздывания обычно задаются входными формирователями (для выходного формирователя нужны источники питания отрицательной и положительной полярностей, а для входного формирователя это не обязательно). Типовая структура приведена на рис. 9.29. Отметим, что при конденсаторе нагрузки емкостью 330 пФ обеспечиваются времена нарастания и спада на уровне менее 1 мкс. Стандарт RS-232C широко используется при передаче данных между терминальным оборудованием и ЭВМ со стандартизованными скоростями в диапазоне от 110 до 19 200 бит/с. Полный стандарт определяет даже распайку контактных выводов сверхминиатюрного 25-контактного разъема типа *D* и обычно используется при передаче данных в коде ASCII (см. разд. 10.17). Новый стандарт IEEE422 допускает значительно большие скорости передачи данных, но внедряется медленно.

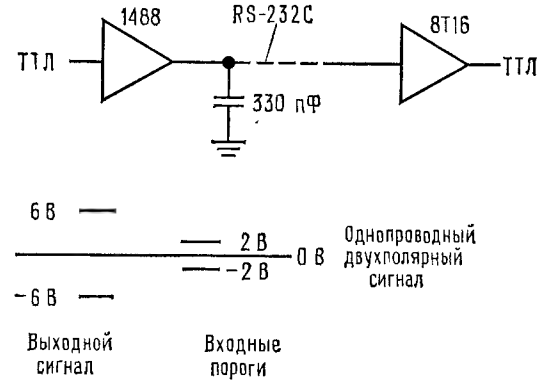



Рис. 9.29. Кабельные приемники и передатчики высокой помехоустойчивости; выполнены по стандарту RS-232C.

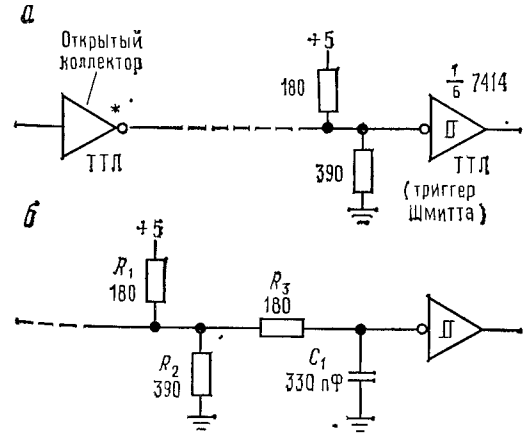



Рис. 9.30. Работа элементов ТТЛ на линии средней длины.

***Выход на шины данных непосредственно с элементов ТТЛ.*** Выход на линию средней длины, так же как и на шины данных, может осуществляться непосредственно с элементов ТТЛ: разумеется, они должны иметь высокую нагрузочную способность. Как это обычно делается, показано на рис. 9.30. На первой схеме выход в линию производится через буферный элемент (в качестве него может быть использован элемент с открытым коллектором), а на входе для

повышения помехоустойчивости используется ТТЛ-триггер Шмитта. При высоком уровне помех можно применить замедляющую $RC$-цепь, как показано на второй схеме. Постоянная времени (и скорость передачи) выбирается такой, чтобы обеспечить достаточно хорошую помехоустойчивость. В этой схеме триггер Шмитта необходим.

Важно отметить следующее: нельзя подключать к длинным линиям выходы тактируемых элементов (таких, как триггеры, одновибраторы и регистры сдвига). Если на выходах этих элементов нет буферных каскадов, емкостная нагрузка и эффекты длинной линии могут вызывать сбои или приводить к неустойчивой работе.

***Дифференциальные структуры ТТЛ.*** Можно получить значительно более высокую помехоустойчивость, применяя для связи по витой паре проводов дифференциальные сигналы $Q$ и $Q'$ в сочетании с дифференциальным приемником (рис. 9.31). С помощью двух инверторов на элементах ТТЛ в этой схеме формируются прямой и инверсный сигналы для передачи по витой паре проводов, а линейный входной дифференциальный приемник типа 75115 восстанавливает уровни сигналов ТТЛ. Эта схема обеспечивает высокую степень подавления

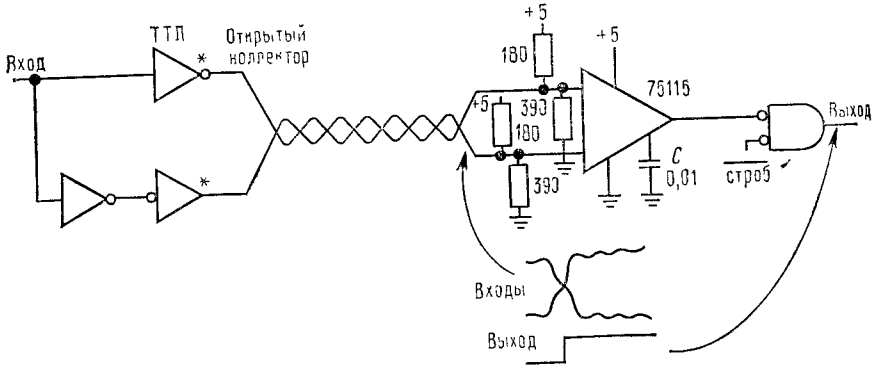



Рис. 9 31. Кабельный передатчик и приемник дифференциальной структуры и повышенного быстродействия на элементах ТТЛ. (Вместо «открытого коллектора» может использоваться обычный мощный ТТЛ-выход )

синфазных помех и хорошо восстанавливает логические уровни сигналов, искаженные при передаче по линии связи. Форма показанных на рисунке сигналов позволяет понять, за счет чего обеспечивается относительно неискаженная передача; отдельные сигналы, несмотря на появление колебаний и искажений фронтов, остаются монотонными так как отсутствует обратная, отраженная волна.

Элемент 75115 является примером линейного приемника с регулируемым временем задержки, а другой линейный приемник 75152 имеющий дифференциальный вход, позволяет изменять величину

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



гистерезиса. Используя подобные приемники с гистерезисом (и с регулируемой постоянной времени), за качество приема можно не волноваться.

***Формирователи с токовым выходом.*** Элементы типа 75110 имеют коммутируемые токовые выходы (отвод тока); их можно использовать как в однопроводной схеме, так и в рассмотренной выше дифференциальной. На рис. 9.32 показан вариант дифференциальной связи. Микросхема 75107 представляет собой парный дифференциальный приемник, который может использоваться как в схемах с нормальной нагрузкой линии (рис. 9.32), так и с согласованной парной нагрузкой на обоих концах линии. Подобная простая схема связи позволяет передавать данные со скоростью свыше 1 Мегабит в 1 с (Мбит/с) по линии длиной 500 м, а для линии длиной порядка 100 м скорость может достигать 10 Мбит/с.

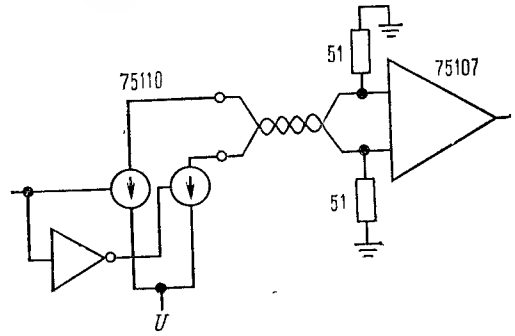



Рис. 9.32. Дифференциальная схема токовой связи с приемником.

***Формирователи для коаксиального кабеля.*** Благодаря полному экранированию коаксиальный кабель обеспечивает высокую помехозащищенность (защиту от взаимных помех). Имеется несколько пар передатчик/приемник, предназначенных для работы по кабелю. Пример такой схемы приведен на рис. 9.33. Кабель нагружен на характеристическое сопротивление, в данном случае 51 Ом. Элемент 8T23 рассчитан непосредственно на нагрузку 50 Ом, а элемент 8T24 имеет фиксированную величину гистерезиса для шумоподавления и малое время переключения. Есть и другие пары передатчик/приемник — 8T13/8T14, 75123/75124, а также ряд элементов из интерфейсной серии 75xxx. Для уверенной работы с коаксиальным 50-омным кабелем следует применять специальные приемники, так как получаемые логические уровни могут оказаться меньшими, чем уровни ТТЛ. Схема, показанная на рис. 9.33, обеспечивает скорости передачи свыше 100 кбит/с при длине кабеля, равной 1,6 км, а если кабель короче, скорость может достигать 20 Мбит/с.

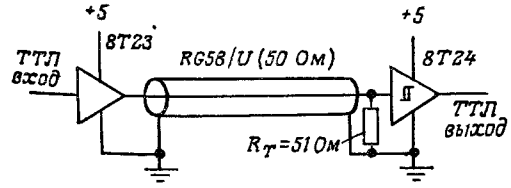



Рис 9.33. Прием и передача по 50-омному кабелю.

С выходов элементов ТТЛ можно выходить на 50-омный кабель при помощи эмиттерного повторителя на *pnp*-транзисторе (рис. 9.34). 2N4401 — это небольшой мощный транзистор с высоким значением коэффициента усиления (бета) при больших токах ($h_{21э}$>100 при $I_К$=150 мА). Для защиты от короткого замыкания включен 10-омный резистор. По сравнению с существующими, специальными дорогими линейными формирователями для 50-омных кабелей эта схема отличается простотой. Заметим, что для нормальной работы схема выхода с «открытым эмиттером» должна иметь низкоомную цепь возврата на землю, что, впрочем, также относится к некоторым интегральным кабельным формирователям (например, к упомянутому выше элементу 8T13).

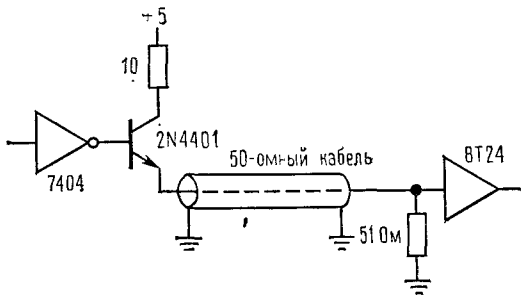


Рис. 9.34.

## АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 9.18. Предварительные замечания об аналого-цифровых преобразователях

Кроме чисто «цифрового» сопряжения (ключи, лампы и т. п.), которое обсуждалось в нескольких предыдущих разделах, часто требуется точно преобразовать аналоговый сигнал в число, пропорциональное амплитуде этого сигнала и наоборот. Это необходимо в тех случаях, когда ЭВМ или процессор следят или управляют экспериментом или процессом, а также если цифровая техника используется для выполнения «обычно» аналоговых функций. Аналого-цифровое преобразование необходимо для применений, в которых аналоговая информация подвергается промежуточному преобразованию в цифровую форму для помехозащищенной передачи (например, «цифровая звукотехника» или импульсно-кодовая модуляция — ИКМ). А/Ц-преобразование необходимо для целого ряда измерительных устройств (включая обычные настольные приборы, такие, как цифровые мультиметры, и более экзотические приборы, как, например, усреднители переходных процессов, «ловушки игольчатых импульсов» и осциллографы с цифровой памятью). Они также нужны в устройствах формирования и обработки сигналов, таких, как цифровые синтезаторы и шифраторы данных.

И наконец, эти методы преобразования, которые мы ниже рассматриваем, играют важную роль в аналоговых дисплеях, применяемых в сочетании с цифровой техникой, например приборные индикаторы или двухкоординатные дисплеи (графопостроители), управляемых от ЭВМ. А/Ц- или Ц/А-преобразователи можно использовать даже в относительно простых электронных устройствах, поскольку уже в ближайшем будущем стоимость аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) будет совсем незначительной (порядка 5 долл.).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Наше изложение различных методов преобразования не преследует цели обучения искусству проектирования преобразователей. Скорее мы попытаемся показать достоинства и недостатки каждого метода, поскольку в большинстве случаев лучше приобрести имеющиеся в продаже ИМС или модули, чем разрабатывать преобразователь от начала и до конца. Понимание методов преобразования и их недостатков поможет сделать выбор среди сотен имеющихся модификаций.

***Коды.*** В разд. 8.03 уже рассматривались различные цифровые коды, используемые для представления чисел. В АЦП часто используются смещенный и дополнительный коды, а иногда прямой код и код Грея. Приведем памятку:

| | Смещенный двоичный код | Дополнительный код |
|---|---|---|
| +Вся шкала | 11111111 | 01111111 |
| +Вся шкала—1 | 11111110 | 01111110 |
| ↓ | ↓ | ↓ |
| 0+1 МЗР | 10000001 | 00000001 |
| 0 | 10000000 | 00000000 |
| 0—1 МЗР | 01111111 | 11111111 |
| ↓ | ↓ | ↓ |
| —Вся шкала+1 | 00000001 | 10000001 |
| —Вся шкала | 00000000 | 10000000 |

***Погрешности преобразователей.*** Погрешности А/Ц- и Ц/А-преобразований — весьма сложная тема, о которой можно писать и писать... Как утверждает Берни Гордон из Analogic, если разработчик рассчитывает получить преобразователь высокой точности, основываясь исключительно на паспортных данных, значит, он недостаточно ясно представляет себе этот вопрос. Не придерживаясь в точности указанной точки зрения, рассмотрим четыре основных типа погрешностей преобразования. Вместо того чтобы утомлять читателя обилием сложных сведений, приведем говорящие сами за себя диаграммы четырех основных типов погрешностей: погрешности сдвига, погрешности шкалы, нелинейности и немонотонности (рис. 9.35).

### 9.19. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Задача заключается в преобразовании величины, которая задана двоичным (или многозначным двоично-десятичным) числом в пропорциональный уровень напряжения или тока. Приведем ряд наиболее распространенных методов.

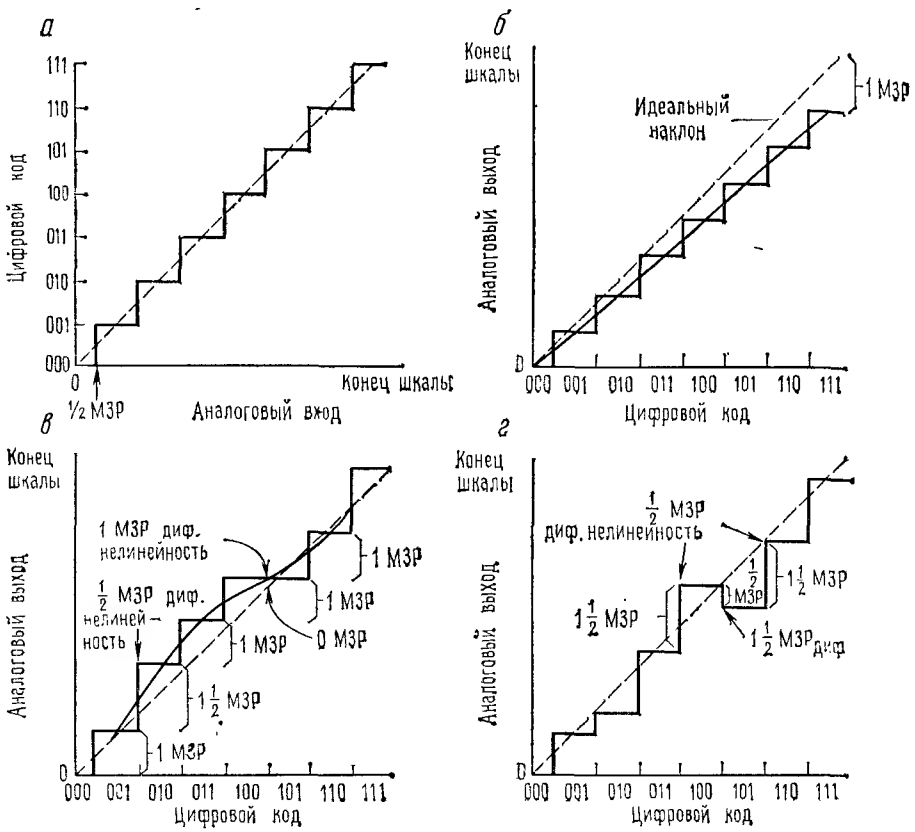



Рис. 9.35. Четыре основных типа погрешностей аналого-цифрового преобразования.
*а* — передаточная характеристика АЦП со сдвигом нуля на $^1/_2$ МЗР; *б* — линейная погрешность шкалы на 1 МЗР; *в* — $\pm^1/_2$ МЗР нелинейности (включая возможную погрешность 1 МЗР); 1 МЗР дифференциальной нелинейности (при сохранении монотонности); *г* — немонотонность (нелинейность должна быть больше $\pm^1/_2$ МЗР). (По данным National Semiconductor Corp.)

***Подключение масштабирующих*** [1] ***резисторов к суммирующей точке.*** Как было показано в разд. 3.09, соединяя набор резисторов с точкой суммирования операционного усилителя, мы получим выходной сигнал, пропорциональный сумме входных напряжений с учетом весовых коэффициентов (рис. 9.36). Напряжение на выходе этой схемы изменяется от нуля до —10 В, причем максимальное напряжение на выходе соответствует входному числу 64. На самом деле максимальное число на входе всегда равно $2^n-1$, то есть всему множеству битов без 1, или 63; при этом выходное напряжение равно $-10\times63/64$. Путем соответствующего выбора резистора обратной связи можно добиться, чтобы выходное напряжение изменялось от

[1] Весовых.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



нуля до —6,3 В (то есть выходное напряжение 1 В эквивалентно 1/10 входного кода). Если добавить инвертирующий усилитель или подать постоянное смещение в точку суммирования, можно получить выход положительной полярности. Изменяя должным образом величины входных резисторов, можно получить преобразование многозначного двоично-десятичного кода или любых других взвешенных кодов. Подаваемые напряжения должны иметь точно фиксированные опорные уровни, а резисторы меньших номиналов должны иметь соответственно большую точность. Принимая во внимание, что ключи реальных схем выполняются на биполярных или полевых транзисторах, заметим, что сопротивление ключа должно составлять менее чем $1/2^n$ от сопротивления самого низкоомного резистора.

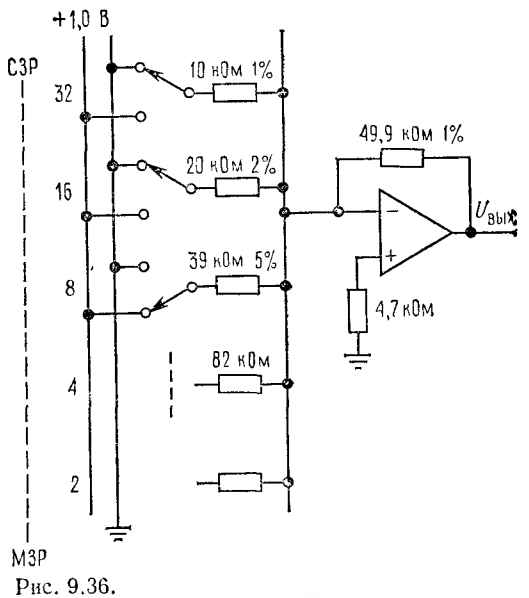



Рис. 9.36.

**Упражнение 9.1.** Разработайте 2-разрядный двоично-десятичный ЦАП. Считайте, что входные уровни могут принимать значения 0 или +1 В, а выходное напряжение должно изменяться от 0 до 9,9 В.

***Многозвенная цепная схема R—2R.*** Интересным вариантом предшествующей схемы является многозвенная цепная схема типа *R*—2*R*; она непосредственно формирует выходное напряжение, используя набор резисторов только двух номиналов (рис. 9.37). Выход-

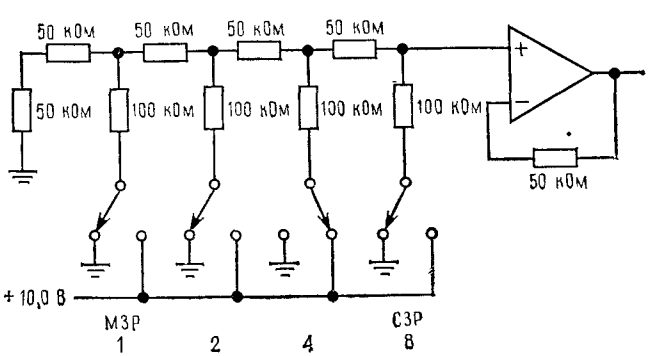



Рис. 9.37.

ное напряжение приведенной схемы изменяется от нуля до +10 В, а конечное значение выходного сигнала соответствует входному числу 16 (для максимального входного кода 15 выходное напряжение также составляет $10\times15/16$). С некоторыми изменениями схему $R$—$2R$ можно использовать для преобразования двоично-десятичного кода.

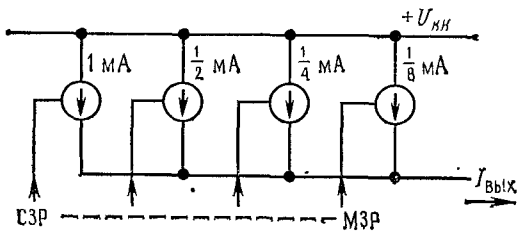


Рис. 9.38.

***Применение масштабирующих источников тока.*** При данном методе преобразования входной двоичный код управляет включением источников, генерирующих токи, в соответствии с их весовыми коэффициентами (рис. 9.38). Эти токи суммируются, и суммарный ток либо непосредственно используется в качестве выходного, либо

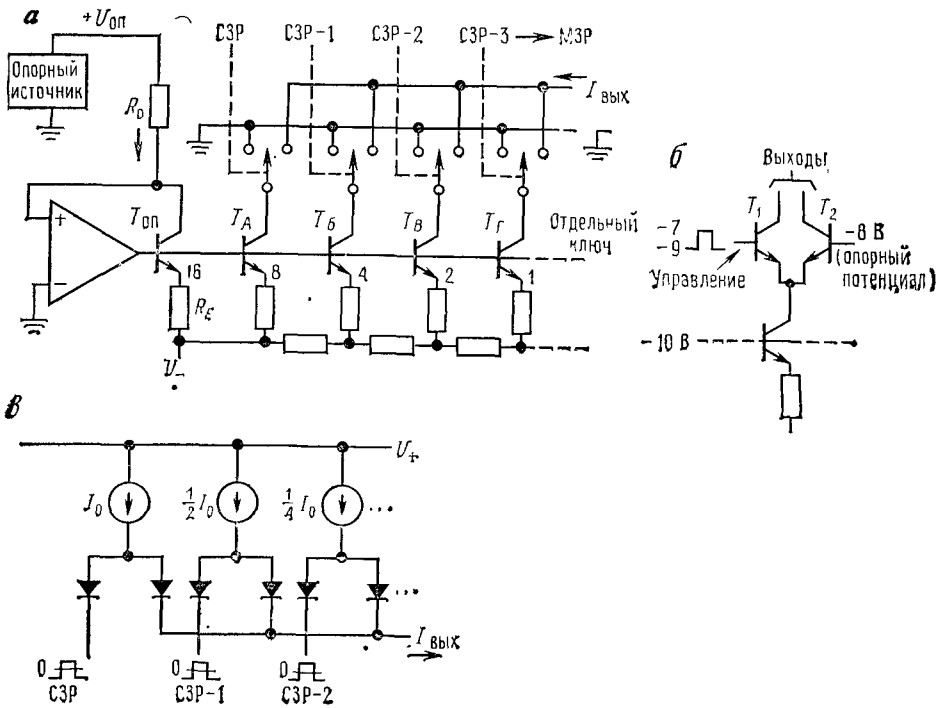


Рис. 9.39. Классическая схема ЦАП с коммутацией токов.

преобразуется в напряжение посредством операционного усилителя (преобразователь ток — напряжение, см. разд. 3.09). Масштабные

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



токи формируются при помощи транзисторов и набора масштабных резисторов соответствующих номиналов или при помощи резистивной матрицы многозвенного типа; выбор зависит от специфики преобразователя. Для устройств с токовым выходом напряжение на выходе может изменяться от 0,5 В (для некоторых типов, например 1406) до 25 В и более (например, DAC-08). Выходы могут быть рассчитаны как на режим отвода, так и отдачи тока.

В большинстве преобразователей этого типа источники тока фактически все время включены, а их выходные токи коммутируются в зависимости от значения входного кода на землю или на выходную шину. Это обеспечивает повышение точности и быстродействия, а ключи легко реализуются на транзисторах или диодах (рис. 9.39). В первой схеме источники тока промасштабированы с помощью резисторной цепной схемы, а их выходы подключаются к выходной шине или к шине $U_+$ в зависимости от значения входного цифрового сигнала. Площади эмиттерных переходов транзисторов соотносятся, как показывают цифры на рисунке, что позволяет обеспечить постоянную плотность эмиттерных токов. Операционный усилитель с транзистором $T_{оп}$ формирует отрицательное опорное напряжение для смещения источников тока, задавая соответствующее значение $U_{БЭ}$. Стабильное положительное опорное напряжение $+U_{оп}$ можно получить от внутреннего либо от внешнего источника. Это напряжение используется для получения коллекторного тока транзистора $T_{оп}$, равного $I_К=U_{оп}/R_0$, и, следовательно, стабильного напряжения на эмиттере относительно $U_-$. Транзисторы $T_А$—$T_Г$, которые обеспечивают необходимые двоично-взвешенные токи, получают требуемое напряжение смещения за счет того, что потенциал базы выше потенциала эмиттера на величину $U_{БЭ}$.

Сама по себе схема ключа предельно проста. Каждый ключ, как показано на рисунке, состоит из двух *npn*-транзисторов. База одного из них соединена с опорным источником, напряжение которого должно на несколько вольт превышать базовый потенциал транзистора, образующего источник тока. Этот ключ можно рассматривать, как пару каскодно-включенных транзисторов, причем эмиттерный ток протекает к коллектору того транзистора, который имеет более высокий потенциал базы. Напряжение управления ключа (подаваемое на базу транзистора $T_1$) имеет размах, уровни которого лишь на доли вольта выше или ниже напряжения на базе транзистора $T_2$, за счет чего достигается полная коммутация тока. Такой ключ отличается высоким быстродействием и обеспечивает широкий диапазон выходного напряжения. Вторая схема даже проще первой, за счет использования диодных ключей. Выходные токи отдельных источников в соответствии с управляющим напряжением, приложенным к катодам левых (по схеме) диодов, протекают на выходную шину (через правые диоды каждой пары) или ответвляются в левые диоды. Эта схема обладает сравнительно узким выходным диапазоном, так как управляющее напряжение должно иметь больший размах, чем диапазон

выходного напряжения, но зато обеспечивает очень высокое быстродействие; даже дешевые ЦАП (дешевле 10 долл.) с токовым выходом имеют время установления меньше 100 нс.

***Формирование выходного сигнала напряжения.*** Существует несколько способов, с помощью которых для ЦАП с выходом по току организуется выход по напряжению. Некоторые способы показаны на рис. 9.40. Если емкость нагрузки невелика и большие значения выходного напряжения не требуются, достаточно включить резистор

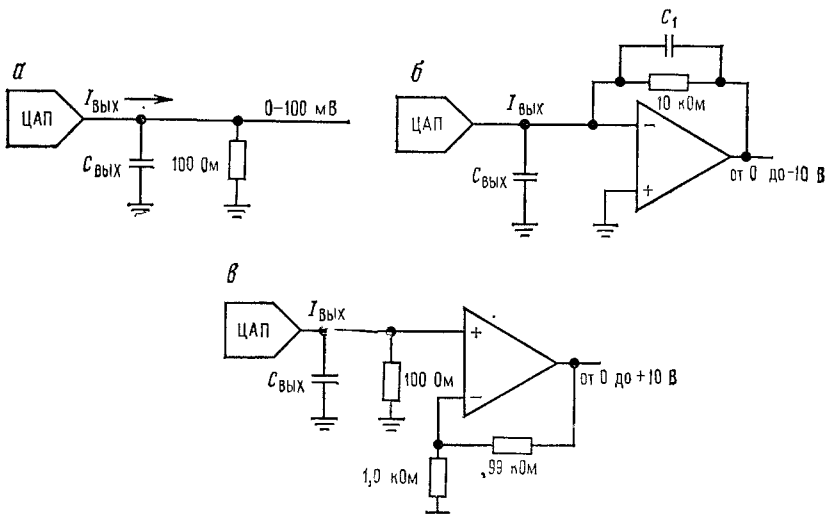



Рис. 9.40. Формирование выхода по напряжению для ЦАП с выходом по току.

на землю. Для того чтобы получить полную шкалу выходного напряжения 100 мВ при выходном сопротивлении 100 Ом и обычной шкале выходного тока 1 мА, требуется резистор нагрузки с сопротивлением 100 Ом. Если емкость выхода такого ЦАП не превышает совместно с емкостью нагрузки 100 пФ, полученное быстродействие можно характеризовать временем установления 100 нс. Рассматривая влияние постоянной времени $RC$-цепи на реакцию выхода ЦАП, не следует упускать из виду, что выходное напряжение установится с точностью до $^1/_2$ МЗР за время, составляющее несколько постоянных времени. Например, время установления выхода с точностью 1/2048 для 10-разрядного преобразователя будет составлять $7{,}6RC$.

Для того чтобы получить большой диапазон выходного напряжения или согласовать выход с низкоомной нагрузкой или с нагрузкой, имеющей большую емкость, можно использовать схему с операционным усилителем (усилитель тока с выходом по напряжению), как показано на рис. 9.40, *б*. Конденсатор, подключенный параллельно резистору обратной связи, нужен для того, чтобы обеспечить устойчивость, поскольку выходная емкость ЦАП в комбинации с сопротивлением обратной связи составляют фазосдвигающую цепь; это, к сожалению, снижает быстродействие усилителя. Рассмотренная схема имеет одну интересную особенность: для того чтобы обеспечить высокое быстродействие даже недорогого ЦАП, нужен относительно дорогостоящий быстродействующий операционный усилитель. Практически последняя схема (*в*) обеспечивает лучшие характеристики, так как ей не нужен компенсирующий конденсатор. Относитесь внимательно к напряжению сдвига, так как оно усиливается в 100 раз операционным усилителем.



Стандартные модули ЦАП обладают точностью от 6 до 18 бит и временем установления от 25 нс до 100 мкс (для ЦАП с наивысшей точностью). Цены колеблются от нескольких долларов до нескольких сотен долларов. Типичный, повсеместно используемый 12-разрядный преобразователь DAC-80 (со встроенным опорным источником) стоимостью 20 долл. имеет при выходе по напряжению время установления 3 мкс, а при выходе по току — 0,3 мкс.

## 9.20. Интегрирующие ЦАП

***Преобразователи частоты в напряжение.*** Иногда в качестве «цифрового» входа преобразователя может выступать последовательность импульсов или каких-либо других периодических сигналов некоторой частоты. В этом случае может оказаться удобнее производить прямое преобразование в напряжение, а не кодирование частоты с последующим преобразованием полученного числа при помощи рассмотренных методов. При прямом преобразовании частоты в напряжение на каждом такте входного сигнала формируется импульс напряжения или тока фиксированной величины (то есть фиксированный заряд).

Импульсная последовательность усредняется при помощи интегратора или $RC$-фильтра низкой частоты, и полученное выходное напряжение оказывается пропорциональным средней входной частоте. Конечно, на выходе получаются пульсации, и для того, чтобы снизить их до уровня точности Ц/А-преобразования (то есть до $^1/_2$ МЗР), необходимо установить фильтр низкой частоты, который в свою очередь замедляет выходную реакцию преобразователя. Для того чтобы выходные пульсации не превышали $^1/_2$ МЗР, постоянная времени $T$ простого $RC$-фильтра нижних частот должна быть не менее $T=0{,}69(n+1)T_0$, где $T_0$ — период выходного сигнала $n$-разрядного преобразователя частоты в напряжение, соответствующий максимальной входной частоте. При изменении частоты входного сигнала в диапазоне полной шкалы сигнал на выходе $RC$-цепи достигает уровня $^1/_2$ МЗР за время, равное $0{,}69(n+1)$ от постоянной времени фильтра. Другими словами, время установления по выходу на уровне $^1/_2$ МЗР составляет примерно $t=0{,}5(n+1)^2T_0$. Десятиразрядный преобразователь частоты в напряжение с максимальной входной частотой

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

100 кГц при использовании сглаживающего $RC$-фильтра обеспечивает время установления выходного напряжения 0,6 мс. Применяя более сложные фильтры низкой частоты (с крутым спадом), можно получить лучшие характеристики. Однако не спешите увлекаться фильтрами, поскольку в большинстве случаев выход по напряжению для преобразователя частоты не требуется. В следующем разделе будут рассматриваться существенно инерционные нагрузки в сочетании с широтно-импульсной модуляцией.

***Широтно-импульсная модуляция.*** При этом виде модуляции производится формирование последовательности импульсов фиксированной частоты, длительность которых пропорциональна входному коду. Это легко сделать при помощи счетчика, компаратора и высокочастотного генератора тактовых сигналов (см. упражнение 9.2). Здесь также можно использовать простейший фильтр нижних частот и получить напряжение на выходе, пропорциональное усредненному времени действия импульса, т. е. входному цифровому коду. Однако чаще всего такое Ц/А-преобразование используется в тех случаях, когда в качестве нагрузки применяется система с очень медленной реакцией. В этом случае широтно-импульсный модулятор вырабатывает точные порции энергии, которые усредняются нагрузкой. Так, например, нагрузка может быть емкостной (как в ключевом регуляторе, см. гл. 5), термической (термостатированная ванна с нагревателем), механической (сервопривод лентопротяжки) или электромагнитной (крупный электромагнитный исполнительный механизм).

**Упражнение 9.2.** Спроектируйте схему формирования импульсной последовательности с частотой следования 10 кГц и с преобразованием входного двоичного 8-разрядного кода в длительность импульса. Используйте счетчики и компараторы с соответствующими расширителями.

***Усредняющий умножитель частоты.*** Для построения простого ЦАП можно использовать умножитель (делитель) частоты, описанный в разд. 8.27. С его помощью входной параллельный код, двоичный или двоично-десятичный, преобразуется в среднюю частоту следования импульсов. Как и в рассмотренном выше преобразователе частоты в напряжение, простым усреднением можно получить постоянное выходное напряжение, пропорциональное входному коду. При этом результирующая постоянная времени будет довольно значительной, так как время усреднения на выходе умножителя частоты должно быть равно наибольшему периоду выходного сигнала умножителя. Умножители частоты целесообразно использовать в ЦАП, если нагрузка существенно инерционна (см. предыдущий раздел).

Такие преобразователи, по-видимому, лучше всего пригодны для построения цифровых систем регулирования температуры, в которых по каждому импульсу с выхода умножителя частоты на нагреватель подается полный период сетевого напряжения. В этом случае умножитель должен быть построен таким образом, чтобы самая низкая частота его выходного сигнала была бы кратна 120 Гц[1]. Для коммутации сетевого напряжения используются твердотельные реле (триаки), управляемые логическими сигналами.



Обратите внимание, что три последних способа преобразования основывались на усреднении во времени, тогда как методы с использованием резистивных многозвенных схем и источников тока являлись «мгновенно действующими». Примерно с таким же положением мы столкнемся при рассмотрении методов аналого-цифрового преобразования. Как можно будет убедиться, между преобразованием мгновенного значения сигнала и усреднением входного сигнала имеется существенное различие.

## 9.21. ЦАП с умножением

Большинство рассмотренных методов пригодны для построения «множительных ЦАП», выходной сигнал которых равен произведению входного напряжения или тока на входной цифровой код. Например, в ЦАП с градуируемым источником тока выбор внутреннего источника можно производить путем программирования входного тока. Преобразователь без собственного опорного источника можно превратить в множительный ЦАП, используя входной аналоговый сигнал (сомножитель) в качестве опорного. Однако для этой цели пригодны не все ЦАП, поэтому следует внимательно изучать их паспортные данные. Документация на ЦАП, имеющие подходящие для этого случая характеристики (широкий диапазон входного аналогового сигнала, высокое быстродействие и т. п.), обычно снабжается пометкой «умножающий ЦАП». Таковы, например, 12-разрядные множительные ЦАП AD7521, DAC348, DAC921 и 562 стоимостью от 10 до 20 долл.

Множительные ЦАП (так же, как и АЦП) дают возможность производить логометрические измерения и преобразования. Если какой-нибудь датчик (например, термистор) подключить к напряжению питания, которое одновременно используется для формирования опорного напряжения ЦАП или АЦП, изменение этого напряжения не скажется на результате измерения. Эта идея необычайно плодотворна, так как позволяет достичь значительно большей точности измерений или управления, чем это может обеспечить стабильность источника питания или опорного напряжения, или, наоборот, снизить требования к стабильности и точности источника. Логометрический принцип в своей простейшей форме применяется в классической *мостовой* схеме, где путем регулировки двух отношений приравнивается нулю дифференциальный сигнал, взятый с двух выходов делителей напряжения (см. разд. 14.02). За счет логометрирования достигается высокая выходная стабильность частоты при сильных изменениях напряжения питания в устройствах типа 555 (см. разд. 4.13).

[1] Удвоенная частота сетевого напряжения.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Напряжение на конденсаторе $CR$-цепи, подключенной к источни питания $U_{КК}$, сравнивается с фиксированным значением, полученн от того же источника ($^1/_3U_{КК}$ или $^2/_3U_{КК}$). Результирующая выходи частота зависит только от постоянной времени $RC$-цепи. Эта важн тема будет освещаться в данной главе более подробно при рассмотр нии АЦП, а также в гл. 14, посвященной методам научных измерен

## 9.22. Аналого-цифровые преобразователи

Существует много способов А/Ц-преобразования, каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками. Поскольку, как правило, проще приобрести готовый модуль или ИМС АЦП, чем заниматься его разработкой, мы будем рассматривать различные методы А/Ц-преобразования до некоторой степени сжато, ставя основной целью облегчить грамотный выбор АЦП для требуемого применения. В следующем разделе мы приведем типовые примеры использования АЦП. В гл. 11 будут рассмотрены АЦП, использующие те же принципы и имеющие возможность простого сопряжения с микропроцессорами.

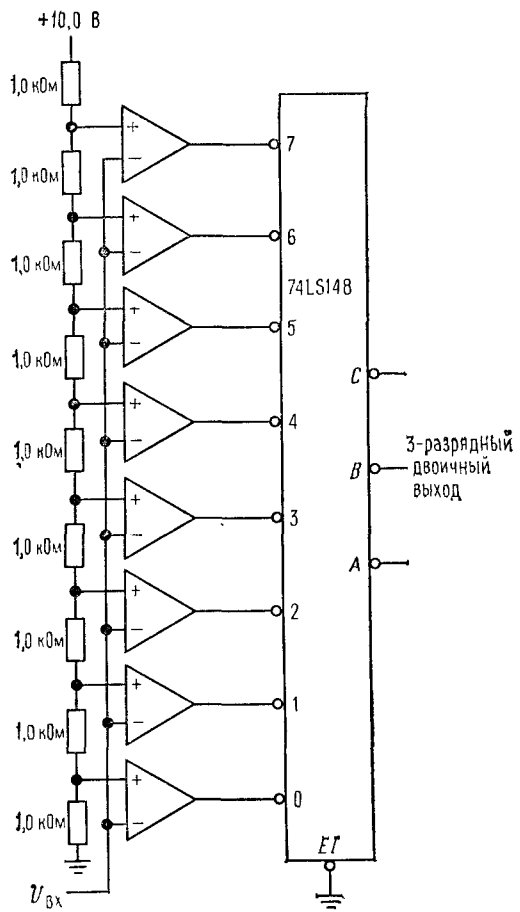


Рис. 9.41. АЦП параллельного кодирования.

***Параллельное кодирование.*** Этот метод заключается в следующем: входное напряжение подается одновременно на первые входы каждого из $n$ компараторов, а их вторые входы подключены к $n$ источникам равномерно изменяющихся опорных напряжений ($n$ источников). Приоритетный шифратор формирует выходной цифровой сигнал, соответствующий самому старшему сработавшему компаратору (рис. 9.41).



Способ параллельного кодирования (иногда он называется способом «мгновенного» кодирования) отличается наибольшим быстродействием. Время задержки при передаче сигнала от входа к выходу равно сумме запаздываний компараторов и шифратора. Если взять компараторы типа NE521 и шифратор 74148, можно получить типовое значение времени задержки менее 20 нс. Параллельные преобразователи, выпускаемые промышленностью, имеют от 16 до 256 уровней квантования (от 4 до 8 разрядов выходного кода). При большем числе разрядов АЦП становятся черезмерно дорогостоящими и громоздкими. Преобразователь TDC1007J фирмы TRW имеет 256 уровней квантования при времени преобразования 33 нс, а его стоимость в настоящее время составляет несколько сотен долларов. Для создания таких высококачественных преобразователей требуются предельно быстродействующие компараторы (15 нс) с величиной переключающего напряжения не более 1/256 полной шкалы, при этом для работы шифратора отводится 15 нс; в реальных устройствах приоритетные шифраторы должны вырабатывать на выходе код Грея для того, чтобы избежать возникновения ошибок при входных уровнях, близких порогам компаратора.

***Метод последовательного приближения (поразрядного уравновешивания).*** При данном широко распространенном методе преобразования формируются пробные коды, которые поступают на ЦАП, а выходной сигнал последнего сравнивается при помощи компаратора с аналоговым входным сигналом. Обычно в исходном состоянии все разряды устанавливаются в «0». Затем каждый из них, начиная со старшего, поочередно устанавливается в «1». Если выходной сигнал ЦАП не превышает уровень входного аналогового сигнала, разряд остается в состоянии «1», в противном случае он сбрасывается обратно в «0». Для $n$-разрядного АЦП необходимо совершить $n$ таких шагов. Подобный процесс может быть представлен, как двоичный поиск, начинающийся с середины. В модуле АЦП последовательного приближения имеются вход НАЧАЛО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ и выход ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВЫПОЛНЕНО. Все преобразователи имеют параллельный цифровой выход (все разряды выводятся одновременно по $n$ отдельным шинам) и, как правило, еще и последовательный выход ($n$ разрядов выходного кода выдаются последовательно, начиная с СЗР, по одной выходной линии).

АЦП последовательного приближения имеют относительно высокую точность и высокое быстродействие: для $n$-разрядного преобразования требуется время только на $n$ обращений к ЦАП. Для стандартных устройств стоимостью от 10 до 400 долл. типовые значения времени преобразования составляют от 1 до 50 мкс при точности от 8 до 12 разрядов. Преобразователи такого типа оперируют мгновенными значениями входного сигнала, поэтому если за время преобразования сигнал изменится, погрешность не превысит величину этого изменения. Для АЦП подобного типа крайне нежелательны выбросы

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

на входе. Эти довольно точные в целом преобразователи могут обладать существенной нелинейностью и давать сбои в кодах.

В модификации, известной под названием «следящего» АЦП, используется реверсивный счетчик, который последовательно формирует пробные коды. Реакция на скачки входного сигнала получается довольно медленная, но гладкие изменения отрабатываются быстрее, чем в преобразователе с последовательным приближением. Скорость отслеживания быстрых изменений пропорциональна тактовой частоте собственного генератора преобразователя.

***Преобразование напряжения в частоту.*** При данном методе входное аналоговое напряжение преобразуется в последовательность импульсов, частота которой пропорциональна входному уровню. Это легко сделать, если заряжать конденсатор током, пропорциональным входному сигналу, а затем разряжать его после того, как линейно нарастающее напряжение достигнет заданного порога. Для получения большей точности данный метод используют в сочетании с обратной связью. В одном из вариантов метода выход преобразователя частоты в напряжение сравнивается с уровнем входного аналогового сигнала, а частота формируемых им импульсов подстраивается до такой величины, при которой на входы компаратора будут поступать одинаковые уровни. В более распространенных методах используется принцип «уравновешивания заряда». Эти методы далее будут рассматриваться подробнее (в особенности метод «дозированного заряда с запоминающим конденсатором»).

Типовой диапазон частот выходных сигналов преобразователей напряжения в частоту лежит в пределах от 10 кГц до 1 МГц (для максимального входного напряжения). Имеющиеся в настоящее время преобразователи имеют эквивалентную разрешающую способность 12 бит (точность 0,01%). Они удобны и недороги, особенно в тех случаях, когда требуется передавать сигнал по кабелю, или если нужен частотный, а не кодовый выход. Если быстродействие не является важным фактором, можно достаточно просто получить цифровой код, пропорциональный среднему значению входного сигнала. Для этого надо подсчитать число выходных импульсов преобразователя напряжения в частоту за фиксированный интервал времени. Этот метод широко используется в цифровых панельных приборах средней точности (3 цифры).

***Одностадийное интегрирование.*** Этот метод заключается в следующем: генератор линейно изменяющегося напряжения (источник тока и конденсатор) запускается в начале преобразования, после чего счетчик начинает считать импульсы, поступающие от стабилизированного тактового генератора. Когда линейно изменяющееся напряжение станет равным входному уровню, компаратор остановит счет; полученное число будет пропорционально входному сигналу и может быть использовано в качестве выходного кода. Этот метод иллюстрируется рис. 9.42.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



В конце преобразования конденсатор разряжается, счетчик сбрасывается и преобразователь готов к очередному циклу работы. Метод одностадийного преобразования прост, но он накладывает жесткие ограничения на стабильность и точность конденсатора и компаратора. В тех случаях, когда требуется высокая точность, он не используется.

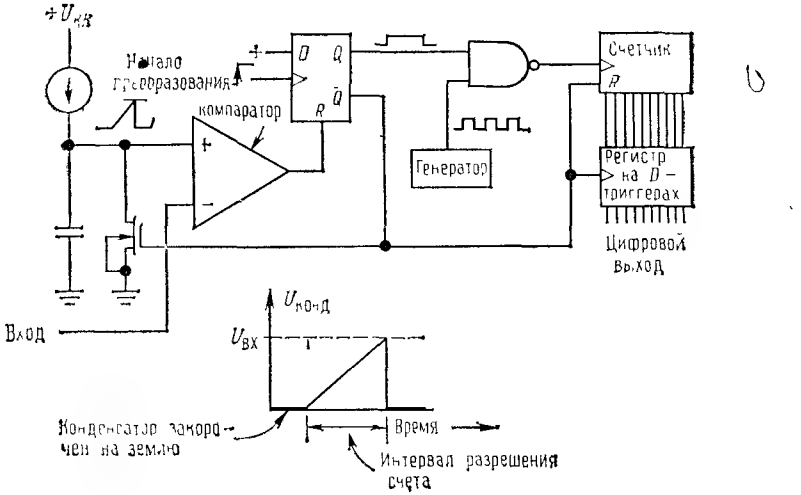



Рис. 9.42. Одностадийный АЦП.

Указанные недостатки (а также ряд других) позволяет устранить метод «двухстадийного» интегрирования, который применяется в тех случаях, когда требуется обеспечить высокую точность.

В тех случаях, когда абсолютная точность не нужна, но зато требуется высокая разрешающая способность и равномерное распределение смежных уровней, до сих пор применяют метод одностадийного интегрирования. В качестве примера можно привести анализатор амплитуды импульсов (см. разд. 14.16), в котором амплитуда фиксируется пиковым детектором и преобразуется в адресный сигнал. Поскольку здесь необходимо обеспечить равенство ширины каналов (т. е. шагов квантования уровня), преобразователь с последовательным приближением непригоден. Метод одностадийного интегрирования используется также в преобразователях интервала времени в амплитуду.

## 9.23. Методы уравновешивания заряда

Существует ряд методов, общей особенностью которых является использование конденсатора для отслеживания отношения уровня входного сигнала к эталонному. Все эти методы основаны на усреднении (интегрировании) входного сигнала за фиксированный интервал

времени, относящийся к одному измерению. При этом достигаются два важных преимущества:

1. Поскольку входной и эталонный сигналы подаются на один и тот же конденсатор, к его собственной стабильности и точности не предъявляется высоких требований. К компаратору также предъявляются пониженные требования. Это позволяет при том же качестве применяемых элементов получить большую точность или снизить стоимость при той же точности.

2. Входной сигнал преобразователя пропорционален **среднему** значению входного сигнала на фиксированном интервале интегрирования. Выбирая время интегрирования кратным периоду сетевого напряжения, можно обеспечить нечувствительность преобразователя к сетевым наводкам с частотой 60 Гц [1] и ее гармоникам. Чувствительность к помехам в функции их частоты для времени интегрирования 0,1 с показана на рис. 9.43.

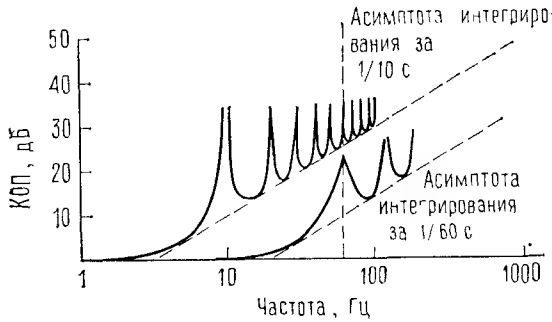



Рис. 9.43. Зависимость коэффициента ослабления помех (КОП) интегрирующими АЦП от частоты помехи.

Для того чтобы сетевые наводки частотой 60 Гц хорошо подавлялись, надо точно сформировать интервал интегрирования. Даже незначительная погрешность (доли процента) тактовой частоты вызовет неполное подавление наводок. Здесь желательно применять генератор с кварцевой стабилизацией частоты. В разд. 9.31 при анализе умножителя сетевой частоты мы рассмотрим метод синхронизации преобразователя с уравновешиванием заряда, обеспечивающий хорошее подавление сетевых наводок.

Недостатком метода уравновешивания заряда является низкое по сравнению с методом последовательного приближения быстродействие.

***Двухстадийное интегрирование.*** Этот изящный и широко распространенный метод преобразования позволяет избежать большинства трудностей, которые присущи методу одностадийного интегрирования и связаны со стабильностью параметров конденсатора и компаратора. На рис. 9.44 иллюстрируется идея метода. Сначала конденсатор в течение фиксированного промежутка времени заряжается током, точно пропорциональным входному сигналу, после чего он разряжается постоянным током до тех пор, пока напряжение на нем снова не станет равным нулю. Время разряда конденсатора пропорционально значению входного сигнала и используется для подсчета тактовых импульсов фиксированной частоты при помощи счетчика. Полученное число, пропорциональное входному уровню, является выходным цифровым сигналом.

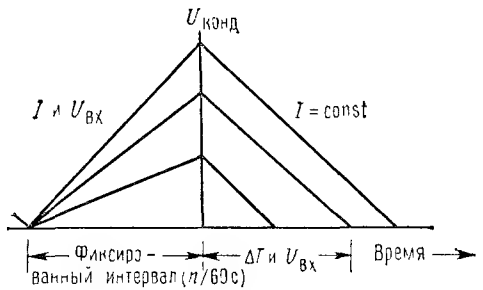



Рис. 9.44. Цикл двухстадийного АЦП.

Метод двухстадийного интегрирования позволяет получить высокую точность, не предъявляя чрезмерно высоких требований к стабильности компонентов. В частности, здесь нет надобности иметь высокостабильный конденсатор, поскольку скорость изменения его напряжения как на стадии заряда, так и разряда обратно пропорциональна емкости $C$. Более того, дрейф или сдвиг шкалы компаратора самокомпенсируется, так как каждая стадия преобразования начинается и заканчивается при одном и том же напряжении, а зачастую и с одним и тем же наклоном. В самых точных преобразователях циклу преобразования предшествует цикл «автокоррекции нуля», во время которого на вход преобразователя подается нулевой сигнал. Так как в обоих циклах используются те же самые интегратор и компаратор, то, вычитая результат, полученный в цикле «автокоррекции», из последующего результата измерения, получают эффективное снижение погрешностей в начальном участке шкалы преобразования. Однако погрешности по всей шкале при этом не корректируются.

Заметим, что при использовании метода двухстадийного интегрирования даже к стабильности тактовой частоты не предъявляются высокие требования. Дело в том, что на первой стадии фиксированный интервал интегрирования получают делением частоты тех же самых тактовых импульсов, которые используются при счете. Если тактовая частота снизится на 10%, то на 10% повысится уровень, которого достигает линейно нарастающее напряжение на первой стадии, и соответственно на 10% увеличивается время разряда. Так как последнее отсчитывается с помощью тех же тактовых импульсов, частота которых снизилась на 10%, то окончательное число получится неизменным! В двухстадийном преобразователе с внутренней автокоррекцией нуля высокую стабильность должен иметь только разрядный ток. Прецизионные эталонные источники тока и напряжения получить достаточно легко, причем в этом типе преобразователя при помощи регулировок эталонного тока задается коэффициент преобразования.

[1] Частота сети переменного тока в США равна 60 Гц.— *Прим. перев.*





Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Двухстадийное интегрирование широко применяется в прецизионных цифровых мультиметрах, а также в преобразовательных модулях с разрешающей способностью от 10 до 18 бит. В некритичных к быстродействию применениях этот способ обеспечивает хорошие характеристики точности и стабильности при низкой стоимости и обладает высокой помехоустойчивостью к сетевым наводкам и прочим помехам. Используя преобразователь, основанный на этом способе, вы всегда получите наивысшую точность при заданных затратах. С увеличением входного сигнала выходной код растет строго монотонно.

***Дельта-сигма-преобразователи.*** Существует несколько методов А/Ц-преобразования, основанных на компенсации входного (среднего) тока коммутируемым зарядом или током внутреннего источника. Функциональная схема дельта-сигма-преобразователя приведена на рис. 9.45.

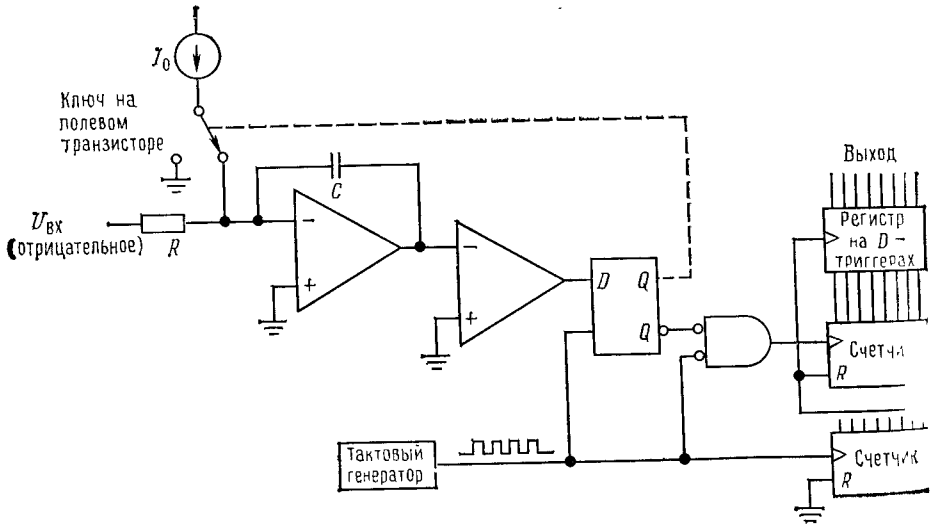



Рис. 9.45. Дельта-сигма-АЦП с уравновешиванием заряда.

Входное напряжение подается на интегратор, выходной сигнал которого сравнивается с фиксированным напряжением, например с нулем. Импульсы тока фиксированной длительности (то есть с фиксированным приростом заряда) на каждом такте подключаются, в зависимости от состояния выхода компаратора, либо к суммирующей точке интегратора, либо к земле. В суммирующей точке поддерживается нулевой средний ток, то есть преобразование основано на принципе уравновешивания. Счетчик подсчитывает количество импульсов, которые поступают на суммирующую точку за интервал времени, определяемый путем отсчета заданного числа тактовых импульсов, например 4096. Число, полученное в счетчике за это время, пропорционально среднему значению входного сигнала и может быть использовано в качестве выходного кода.



В дельта-сигма-преобразователях для формирования импульсов тока также можно использовать резистор и стабилизированный источник опорного напряжения, поскольку суммирующая точка фактически находится под потенциалом земли. В этом случае необходимо убедиться, что сопротивление замкнутого ключа меньше сопротивления резистора и изменения сопротивления ключа не вызовут дрейфа.

***АЦП с коммутируемым конденсатором.*** К методу уравновешивания заряда тесно примыкает метод «дозированного заряда с запоминающим конденсатором», или метод «коммутируемого конденсатора». Этот метод заключается в следующем: сначала путем периодического заряда от стабилизированного источника опорного напряжения на конденсаторе запасается фиксированное количество электричества, после чего конденсатор разряжается на суммирующую точку. Как и в предыдущем случае, к выходу интегратора подключен компаратор, который управляет частотой переключения конденсатора. Выходной код формируется путем подсчета этой частоты на фиксированном интервале времени. Этот метод хорош для схем, в которых используется один источник питания, поскольку действующая полярность заряда, который передается от конденсатора в суммирующую точку, может быть изменена с помощью соответственно подключенных ключей на полевых транзисторах (т. е. путем коммутации обеих обкладок конденсатора).

Примером устройства, использующего описанный метод, является преобразователь напряжения в частоту типа LM331, характерное преимущество которого заключается в том, что он работает от одного источника питания +5 В. В разд. 4.13 показано, как этот преобразователь используют в качестве генератора, управляемого напряжением.

***Замечания по поводу интегрирующих АЦП.*** При использовании метода двухстадийного интегрирования, а также всех методов уравновешивания заряда входной сигнал усредняется на фиксированном интервале времени. По этой причине данные методы обеспечивают нечувствительность к сетевым наводкам как основной частоты, так и ее гармоникам. Методы уравновешивания заряда в основном точны и недороги (для них, в частности, требуется высокочастотный компаратор) и обеспечивают строго монотонные выходные характеристики. Однако по сравнению с методом последовательного приближения эти методы не отличаются высоким быстродействием. Так, например, преобразователь ADC100 фирмы Burr Brown при разрешающей способности 16 бит обеспечивает время преобразования 200 мс, его стоимость 200 долл. Для сравнения: 16-разрядный преобразователь последовательного приближения ADC-160 фирмы Analog Devices с временем преобразования 400 мкс стоит 1720 долл. В методах ком-



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

мутируемого конденсатора и дельта-сигма-преобразования в отличие от двойного интегрирования используются компараторы низкой точности, которые подключают к выходам интеграторов, однако эти методы требуют точных схем коммутации заряда. В то же время двухстадийные методы нуждаются в высокой воспроизводимости характеристик компараторов, но не предъявляют таких высоких требований к ключам, по крайней мере в отношении быстродействия и инжекции заряда.

Отметим одну интересную особенность интегрирующих методов (одно- и двухстадийное интегрирование и уравновешивание заряда): интегратор может иметь вход как по току, так и по напряжению с последовательно включенным резистором. Действительно, некоторые преобразователи имеют два входа, один из которых соединен непосредственно с суммирующей точкой. Этот вход используется для связи непосредственно с устройствами, которые являются источниками тока. Когда используется токовый вход, напряжение сдвига интегратора не играет роли, в то время как при использовании входа по напряжению (с последовательно включенным внутренним резистором) операционный усилитель интегратора дает ошибку, равную напряжению сдвига по входу. Токовый вход полезно иметь в тех случаях, когда надо получить широкий динамический диапазон, в особенности если АЦП применяется совместно с устройствами, имеющими токовый выход,

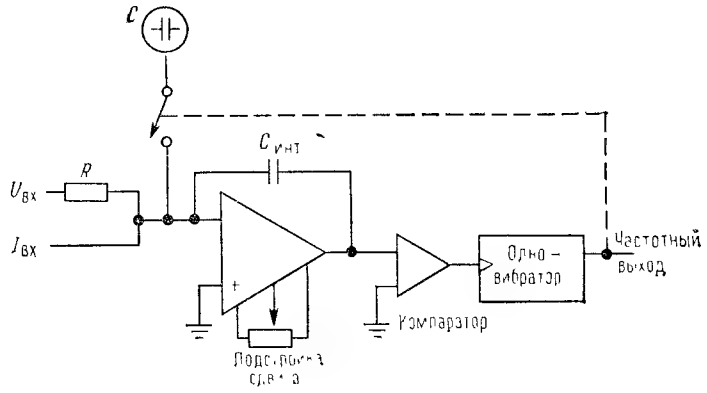



Рис 9 46 Преобразователь напряжения в частоту с уравновешиванием заряда.

такими, например, как фотоумножители или фотодиоды. Здесь нужно опасаться таких недоразумений: сведения о точности АЦП, приводимые в паспортных данных, могли быть определены только для токового входа, хотя преобразователь имеет входы как по току, так и по напряжению. Если у такого преобразователя использовать вход по напряжению, то не следует рассчитывать на получение хороших характеристик при малых сигналах.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Отметим, что все методы уравновешивания заряда включают в себя точный преобразователь напряжения в частоту и могут использоваться в этом качестве, если требуется *частотный* выход (см. рис. 9.46).

## ПРИМЕРЫ А/Ц-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

### 9.24. 16-канальная А/Ц-система сбора данных

На рис. 9.47 приведена схема 16-канального преобразователя аналоговых сигналов в 12-разрядный код. Этот преобразователь может служить «периферийным» устройством микропроцессорной системы обработки экспериментальных данных.

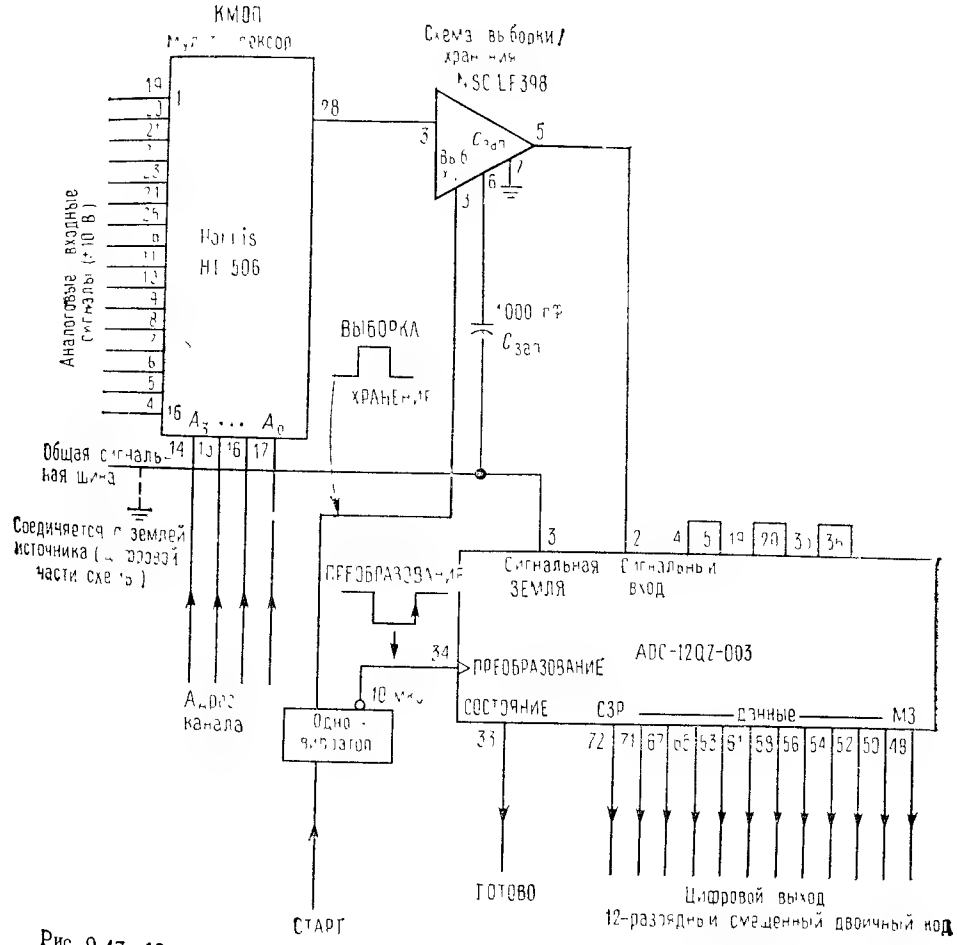



Рис. 9.47. 12-разрядный 16-канальный АЦП последовательного приближения (50 мкс на преобразование).

16-канальный аналоговый мультиплексор HI-506 выполнен на КМОП-элементах и имеет цифровые входы, совместимые с уровнями КМОП. Этот не совсем обычный мультиплексор имеет некоторые примечательные характеристики, в частности его ключи выполнены по схеме «размыкания перед срабатыванием». Это означает, что за время изменения адресных сигналов на входах мультиплексора между входными каналами не происходит замыкания. Кроме того, на входы можно подавать сигналы, выходящие за пределы напряжения питания, и при этом не будут возникать эффект «тиристорного защелкивания» и перекрестные помехи между входами. Не рекомендуется применять такой мультиплексор в качестве линейных ключей, так как здесь в некоторых случаях можно столкнуться с затруднениями. Например, «размыкание перед срабатыванием» снижает быстродействие, поскольку перед срабатыванием должна быть введена задержка на время размыкания ключа. С выхода мультиплексора аналоговый сигнал поступает на ИМС выборки и хранения типа LF398. Время выборки схемы LF398 при емкости запоминающего конденсатора 1000 пФ составляет 4 мкс, а за последующие 40 мкс (время А/Ц-преобразования) спад не превышает 10 мкВ. Устройство управления данной схемой подает адресный сигнал и импульс СТАРТ. Одновибратор формирует импульс ВЫБОРКА длительностью 10 мкс (этой длительности достаточно для установления сигнала на выходе схемы выборки и хранения), по окончании которого начинается А Ц-преобразование. Оно будет завершено через 40 мкс, в результате чего появится сигнал ГОТОВО. Общее время преобразования составляет 50 мкс на один вход, или 20 000 преобразований в секунду. Входной диапазон модуля АЦП составляет 20 В (от —10 до +10 В), входному сигналу —10 В соответствует выходной код «0», напряжение 0 В на входе дает на выходе код 2048, а при входном напряжении, равном 9,995 В, на выходе будет максимальный код 4095 ($2^{12}$—1).

В данном случае, естественно, использован АЦП последовательного приближения, поскольку при переключении от одного входа к другому быстродействие играет важную роль. Затраты на данную схему, определяемые в основном АЦП, составят по современным ценам примерно 150 долл.

### 9.25. $3^1/_2$-«знаковый» цифровой вольтметр

На рис. 9.48 показана схема, в которой использованы преимущества двухстадийного интегрирования. Почти вся схема цифрового вольтметра, за исключением стабилизированного источника опорного напряжения, индикатора, *RC*-цепей генератора и интегратора, выполнена на однокристальной КМОП БИС. В 7107 предусмотрен режим автокоррекции нуля, и, кроме того, имеется полный 7-сегментный дешифратор для непосредственного управления 4-знаковым цифровым индикатором на светодиодах. Для получения других диапазонов измерения напряжения можно использовать внешние входные аттенюа-

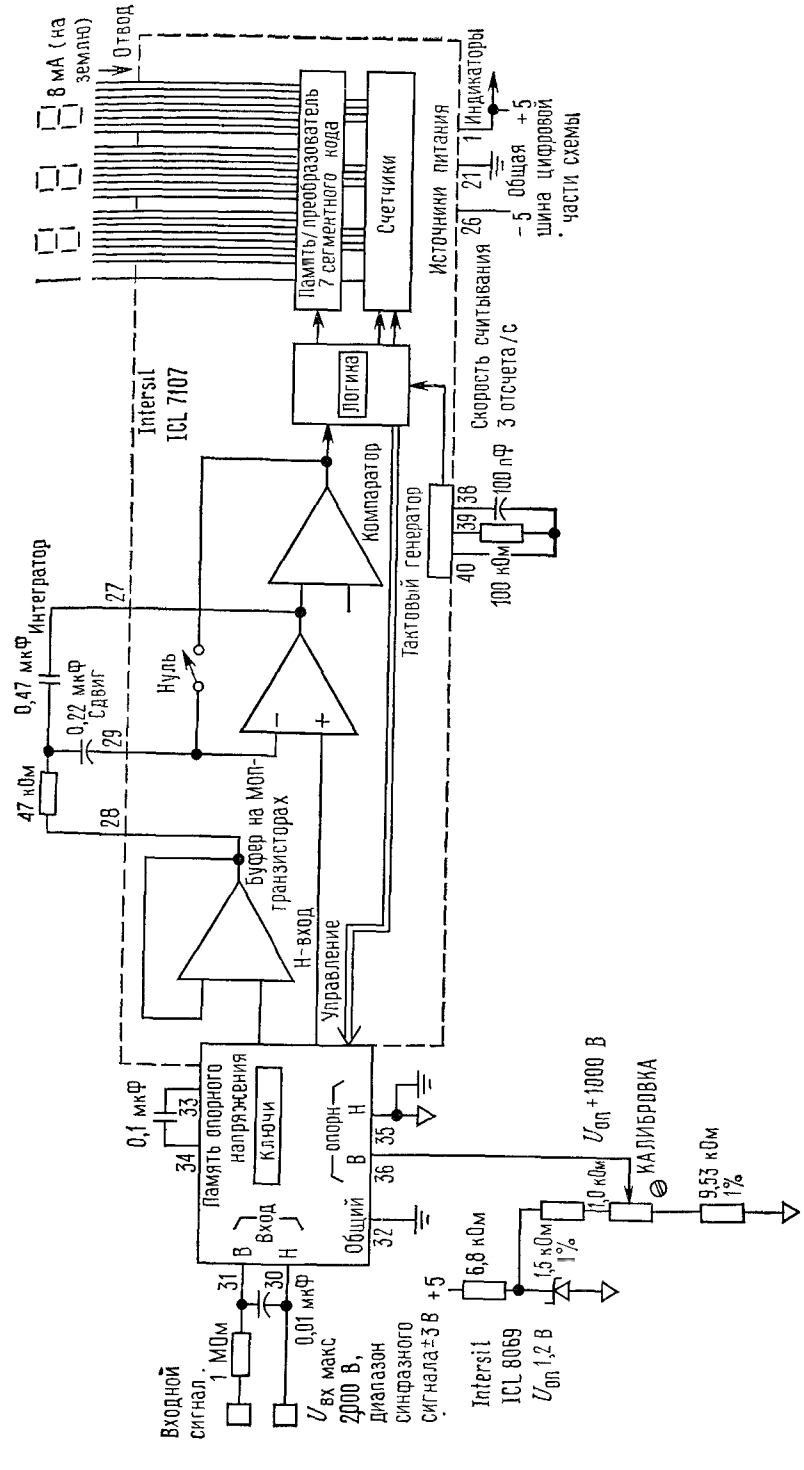



Рис. 9.48. Однокристальный «$3^1/_2$-знаковый» цифровой вольтметр с двухстадийным интегрированием. В — высокий; Н — низкий.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

торы или различные источники смещения. Метод двухстадийного интегрирования вполне удовлетворяет требованиям, которые предъявляются к цифровым вольтметрам: подобные усредняющие приборы имеют хорошую точность (включая автокоррекцию) и помехоустойчивость к сетевым наводкам при низкой стоимости. Кристалл, который использован в вольтметре, стоит дешевле 20 долл.

### 9.26. Дельта-сигма-преобразователь с непрерывным интегрированием

На рис. 9.49 приведена законченная схема дельта-сигма-преобразователя, выполненная с использованием логических элементов КМОП, сдвоенных операционных усилителей и компараторов. Особенностью этого АЦП является возможность производить преобразование с непрерывным интегрированием. В точке суммирования операционного усилителя ИМС1а происходит начальное смещение входного сигнала при помощи калиброванного тока, поэтому входное напряжение в диапазоне от —5 до +5 В преобразуется в ток от нуля до —100,0 мкА, поступающий в точку суммирования интегратора ИМС1б. Здесь необходима высокая точность опорного напряжения, поскольку дрейф входного тока сдвига приведет к дрейфу на выходе, что в свою очередь вызовет смещение выходного двоичного кода. В этом случае нулевому напряжению на входе должен соответствовать выходной код, равный половине всей шкалы (100000000000).

Сигнал с интегратора поступает на компаратор, выход которого соединен с *D*-входом триггера. На тактовый вход триггера подаются импульсы фиксированной частоты 16,384 кГц. В зависимости от полярности выходного сигнала интегратора выход триггера в начале каждого тактового периода будет устанавливаться в состояние с ВЫСОКИМ или НИЗКИМ уровнем. Этот выход управляет аналоговым однополюсным ключом на два напряжения, через который калиброванный ток подается в точку суммирования интегратора. Этот ток уравновешивает среднее значение тока, поступающего на интегратор от входного сигнала.

Счетчик ИМС7 подсчитывает тактовые импульсы (частотой 16,384 кГц), в течение которых калиброванный ток подключается к интегратору на интервале измерения 0,25 с. Затем содержимое счетчика заносится в буферный регистр, а счетчик сбрасывается, и при помощи одновибратора ИМС5 выдается сигнал ДАННЫЕ ГОТОВЫ. По входному сигналу СЧИТЫВАНИЕ ДАННЫХ содержимое регистра, выполненного на ИМС 8—10, подается на выходные шины (и может быть использовано для передачи по магистральной шине данных); этот же сигнал сбрасывает триггер ИМС6, снимая сигнал ДАННЫЕ ГОТОВЫ.

***Замечания по проектированию.*** **Тактовая частота.** Для того чтобы обеспечить эффективное подавление сетевой наводки и ее гар-

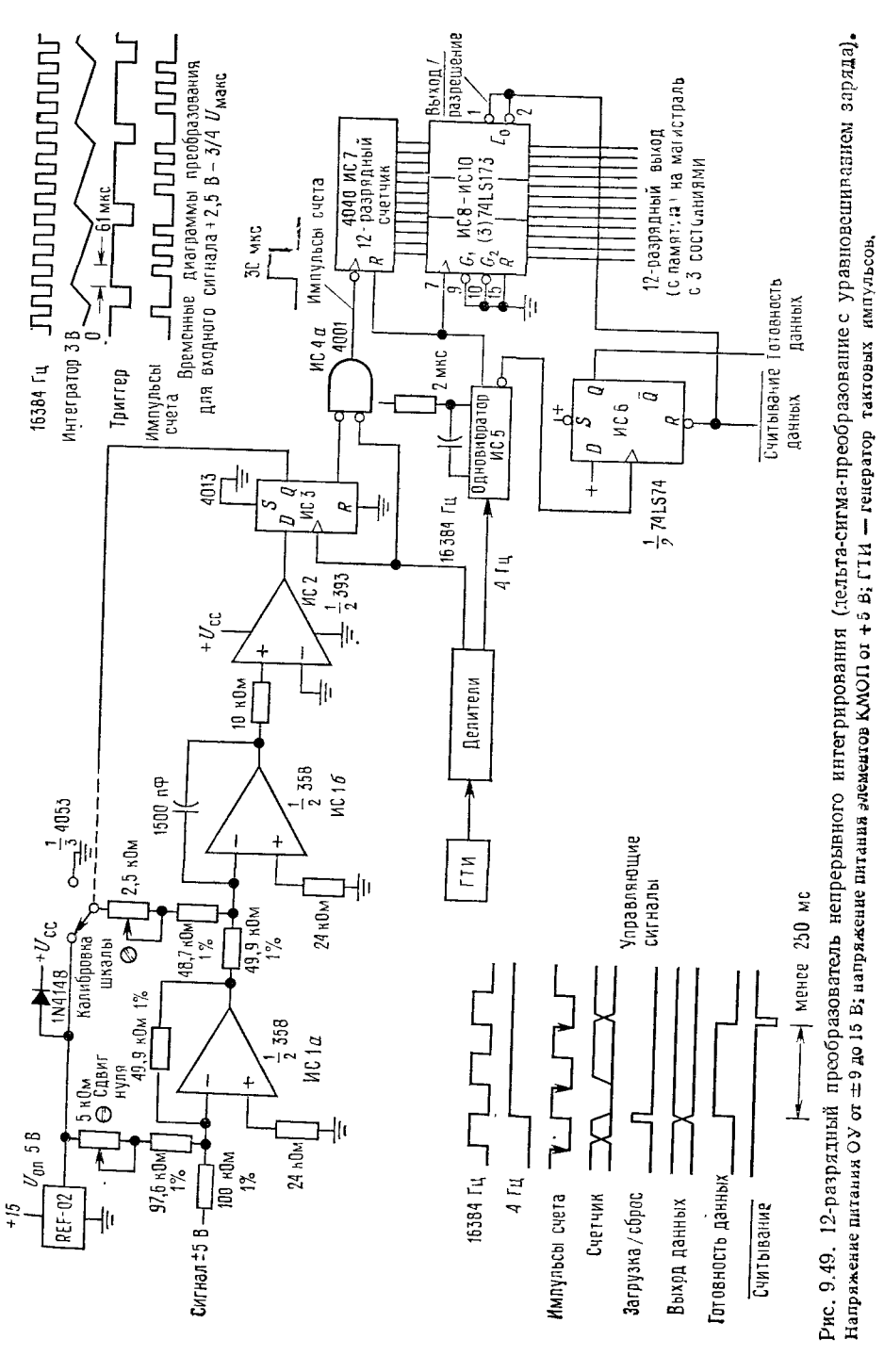



Рис. 9.49. 12-разрядный преобразователь непрерывного интегрирования (дельта-сигма-преобразование с уравновешиванием заряда). Напряжение питания ОУ от ±9 до 15 В; напряжение питания элементов КМОП от +5 В; ГТИ — генератор тактовых импульсов.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

монических составляющих, частоту измерений следует выбирать равной 4 Гц[1], так как в этом случае наводки будут усредняться на каждом интервале измерения. В разд. 9.31 будет показано, как выбрать тактовую частоту кратной сетевой частоте для более полного подавления наводок.

**Компаратор.** От компаратора не требуется высокая стабильность или точность, поскольку он должен лишь подтверждать постоянный уровень на выходе интегратора. Абсолютно неважно, на каком уровне будет фиксироваться напряжение на выходе интегратора: на нулевом или каком-либо другом. Фактически выход интегратора можно непосредственно соединить с входом $D$-триггера, используя в качестве «компаратора» его логический порог.

**Конденсатор.** Так же как и в предыдущем случае, стабильность интегрирующего конденсатора не играет существенной роли, поскольку значение интеграла не используется, а лишь производится уравновешивание сигналов на входе интегратора. Значение имеет только дрейф емкости на интервале времени отдельного измерения (0,25 с).

**Ключ.** Для коммутации опорного тока применен однополюсный ключ на два направления, который коммутирует точку суммирования между опорным источником +5 В и землей. Такая схема позволяет снизить влияние емкости ключа типа 4053; если бы использовался ключ на одно направление, то остаточный заряд на емкости разомкнутого ключа (~9 пФ) подвергался бы интегрированию на ИМС1б. На следующем примере мы обсудим этот важный вопрос более подробно.

***Калибровка.*** Калибровку этого преобразователя производят подстроечным резистором «сдвиг нуля», добиваясь нулевого кода на выходе при точном значении входного сигнала —5,000 В. Затем подстроечным резистором «калибровка» получают выходной код 4095 при точном значении входного сигнала +4,9976 В. Таким образом, достаточно двух регулировок без повторений и итераций. Если особенно важно обеспечить точность вблизи нуля входного сигнала, нужно заземлить вход и после нормальной калибровки произвести небольшую дорегулировку, устанавливая выходной код на значение 2048. Таким образом, в зависимости от особенностей применения можно минимизировать относительную или приведенную погрешность, поскольку в результате дорегулировки полученная точность измеренного значения оказывается выше точности относительно всей шкалы.

***Непрерывность измерений и фильтрация входного сигнала.*** Заметим, что рассмотренная схема является непрерывно интегрирующим преобразователем: счетчик сбрасывается и продолжает работать снова, не теряя ни «одного такта времени». Преобразователь непрерывно переходит от одного цикла считывания к другому. Поскольку на интеграторе сохраняется остаточный заряд от предыдущего

[1] Для сетевой частоты 60 Гц.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



преобразования, то при желании можно суммировать последовательные отсчеты, получая повышенную разрешающую способность и увеличенное время интегрирования. Это полезное свойство недостижимо в АЦП, основанных на преобразовании мгновенного отсчета входного сигнала. В таких преобразователях для согласования полосы частот сигнала с преобразователем во избежание потерь информации или появления провалов в спектре необходимо использовать фильтр низкой частоты. Оптимальный выбор характеристик фильтра зависит от периода повторения отсчетов (обычно используется фильтр с крутой характеристикой среза, полоса пропускания которого достигает половины частоты отсчетов, или частоты Найквиста). Это означает, что нельзя повысить частоту отсчетов (для повышения точности или увеличения отношения сигнал/шум), не теряя в качестве фильтрации входного сигнала. С другой стороны, при измерениях с непрерывным интегрированием интервал отсчета может быть впоследствии изменен программным путем (посредством умножения реально существующих при измерении интервалов), хотя оптимальные свойства правильной выборки данных сохраняются.

Рекомендуем внимательно изучить временные диаграммы, приведенные на рис. 9.49.

### 9.27. Кулонометр

На рис. 9.50 приведена схема токового интегратора с уравновешиванием заряда, или «кулонометра». Этот прибор позволяет измерять интегральный ток (полный заряд) за определенный интервал времени и может применяться в электрохимии или для электрофореза. Рассмотрение схемы начнем с ее нижнего левого угла, где ток, который требуется проинтегрировать, протекает по мощному прецизионному 4-проводному резистору, создавая пропорциональное падение напряжения. Прецизионный операционный усилитель ИМС2 относительно недорог (дешевле 5 долл.) и имеет небольшое начальное напряжение сдвига (не более 0,15 мВ) при незначительном температурном и временном дрейфе этого напряжения (меньше чем 2 мкВ на градус и в месяц). Его выходной ток, подлежащий дальнейшему измерению, подается на зарядоуравновешивающий интегратор ИМС3. С помощью входного поворотного переключателя выбирается один из пяти пределов чувствительности, причем на любом диапазоне коллекторный ток транзистора $T_1$ для входного сигнала полного отклонения составляет 200 мкА. В качестве $T_1$ выбран транзистор с большим коэффициентом усиления «бета» (минимальное значение $h_{21э}=1000$ при токе 100 мкА), что обеспечивает малые отклонения базового тока.

Уравновешивание заряда производится стандартной схемой дельта-сигма-преобразования. Полевой $p$-канальный МОП-транзистор $T_2$, работающий в режиме обогащения, выдает порции заряда в соответствии с состоянием триггера ИМС5а в конце каждого такта. По каждому такту, на котором транзистор $T_2$ проводит, одновибратор ИМС5б дает

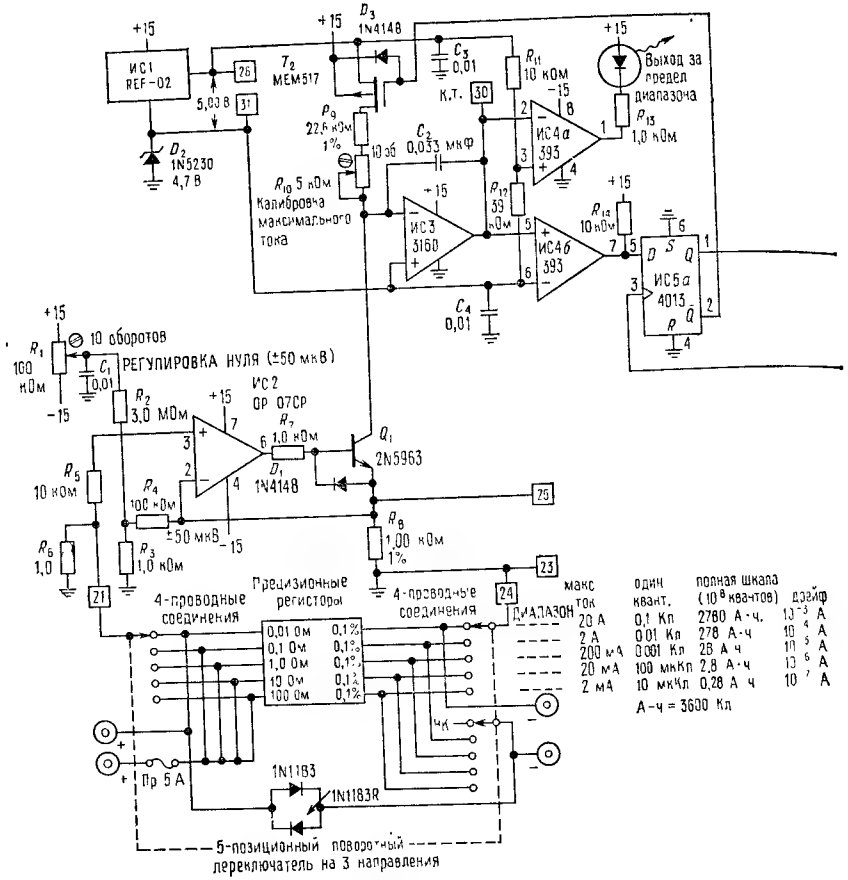


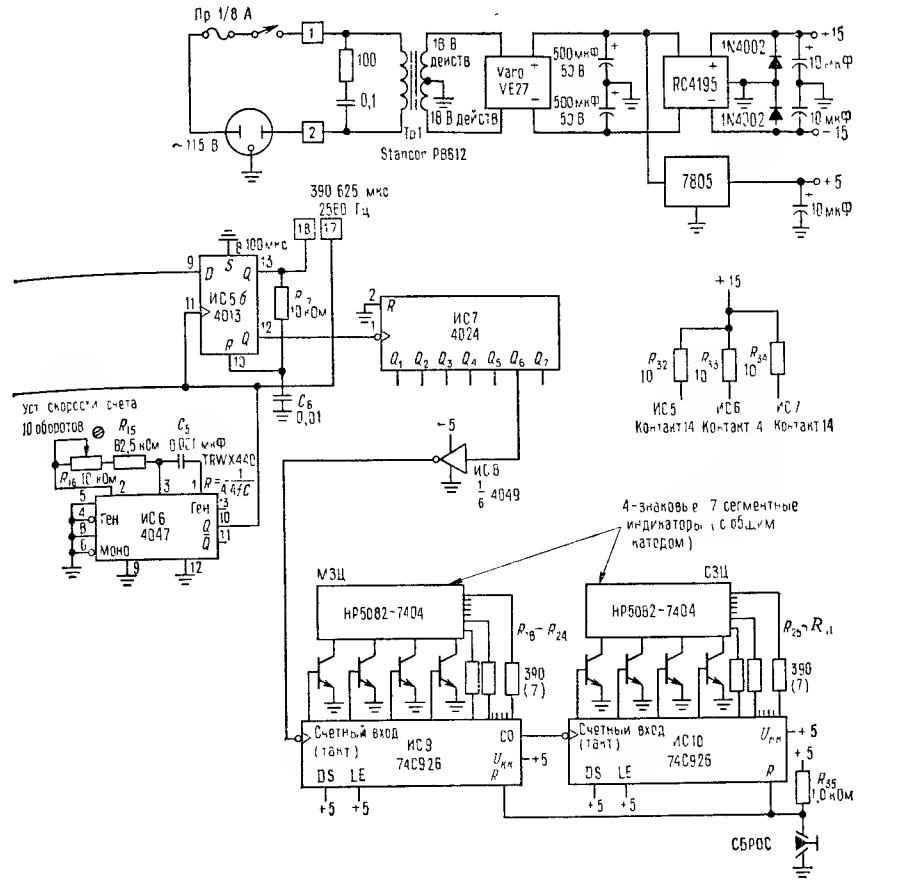

Рис 9.50. Кулонометр (счетчик накопленного заряда).
К т.— контрольная точка интегратора; Пр — предохранитель; НК — неподключенный контакт; МЗЦ — младшая значащая цифра; СЗЦ — старшая значащая цифра

приращения на вход двоичному счетчику ИМС7. Данная схема не ведет подсчет на фиксированном интервале, а просто производит интегрирование до тех пор, пока не остановится. Содержимое 4-разрядных счетчиков ИМС9 и ИМС10 воспроизводится с помощью 8-знакозого светодиодного индикатора и отображает полный заряд.

Если измеряемый ток превысит максимальное значение на выбранном диапазоне, ток транзистора $T_2$ не сможет уравновесить ток, протекающий через транзистор $T_1$, даже если производить уравновешивание постоянным током непрерывно открытого транзистора $T_2$. При этом зафиксированное в счетчике значение заряда будет содержать погрешность. Если сигнал на выходе интегратора превышает фиксированный уровень опорного напряжения (который выбирается с до-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman






статочным запасом по отношению к нормальным условиям работы интегратора), ИМС4а обнаруживает выход за предел диапазона и зажигается светодиод.

***Некоторые проектные выкладки.*** При проектировании подобной схемы должны быть сделаны некоторые выкладки. Например, для упрощения коммутации транзистора $T_2$ большая часть КМОП логических элементов работает от источника питания напряжением +15 В, а поскольку 4-разрядные счетчики требуют напряжения питания +5 В, для согласования счетчиков с «высоковольтными» логическими элементами КМОП используется элемент типа 4049 (ИМС8). Для облегчения стыковки с элементом ИМС5а элемент ИМС4 включен по схеме с однополярным питанием, и его выходной сигнал изменяется от нуля до +15 В. Для того чтобы обеспечить достаточный рабочий уча-

сток характеристики транзистора $T_1$, опорное напряжение интегратора и компаратора задается на уровне +4,7 В при помощи простого стабилитрона $D_2$; точность стабилитрона в данном случае не играет роли. Заметим, что эталонное напряжение, создающее коммутируемый ток в интеграторе, формируется относительно уровня +4,7 В. Рабочий ток источника REF-02 попутно используется для смещения стабилитрона.

От выбора ключа ($T_2$) существенно зависит общая точность прибора. Если ключ будет иметь слишком большую паразитную емкость, то дополнительный остаточный заряд на его стоке приведет к появлению погрешности. Схемное решение, использованное в предыдущем примере (переключение тока на землю во время нерабочих тактов), в данном случае неприемлемо, так как отклонение напряжения сдвига элемента ИМС3 вызовет фиксированную погрешность при самых малых токах. Используя однополюсный однонаправленный переключатель, как показано на схеме, получаем расширение динамического диапазона за счет некоторого снижения точности (поскольку остаточный заряд со стока транзистора $T_2$ будет интегрироваться на каждом такте). Для построения интегратора выбирается операционный усилитель с полевыми МОП-транзисторами на входе, так как незначительные токи смещения подобных усилителей позволяют получить пренебрежимо малые погрешности по току (10 пА). Поскольку операционные усилители с полевыми транзисторами имеют бо́льшие напряжения сдвига, чем усилители с биполярными транзисторами, выбор такого усилителя сужает динамический диапазон (об этом уже говорилось выше).

***Динамический диапазон.*** Данный прибор специально разработан для точного интегрирования токов, величина которых на протяжении одного измерения может изменяться на несколько порядков, и, следовательно, прибор должен иметь достаточно широкий динамический диапазон. Поэтому рекомендуется уделять повышенное внимание разработке органов управления прибора: при помощи внешней регулировки напряжения сдвига можно точно настроить прецизионный операционный усилитель, тогда как за счет внутренней подстройки, имеющей обычно диапазон регулирования в пределах нескольких милливольт, трудно с высокой точностью обеспечить нулевой сдвиг. Если с помощью подстройки удается снизить напряжение сдвига ИМС2 до 10 мкВ или ниже, то динамический диапазон прибора превысит 10 000 : 1.

## СХЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

### 9.28. Введение

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) представляет собой широко используемый своеобразный узел, который выпускается некоторыми фирмами в виде отдельной ИМС. ФАПЧ содержит фазовый детектор, усилитель и генератор, управляемый напряжением (ГУН),

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



и представляет собой сочетание аналоговой и цифровой техники. Мы вкратце рассмотрим применения ФАПЧ для тонального декодирования, демодуляции АМ- и ЧМ-сигналов, умножения частоты, частотного синтеза, тактовой синхронизации сигналов в условиях помех (например, в магнитной записи) и восстановления сигналов.

Существует традиционное предубеждение против ФАПЧ, которое отчасти связано со сложностью реализации ФАПЧ на дискретных компонентах, а отчасти основано на мнении, что ФАПЧ не может достаточно надежно работать. Однако появление в настоящее время большого числа недорогих и простых в использовании устройств ФАПЧ позволяет быстро устранить первое препятствие для их широкого применения. Если устройство ФАПЧ правильно спроектировано и используется не на предельных параметрах, оно является таким же надежным схемным элементом, как операционный усилитель или триггер.

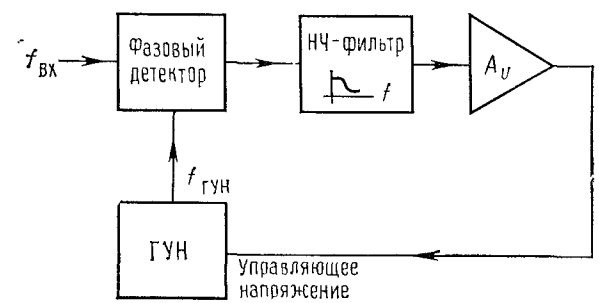



Рис. 9.51. Схема фазовой автоподстройки частоты.

Классическая схема ФАПЧ приведена на рис. 9.51. Фазовый детектор сравнивает частоты двух входных сигналов и генерирует выходной сигнал, который является мерой их фазового рассогласования (если, например, они различаются по частоте, то будет формироваться периодический выходной сигнал разностной частоты). Если частоты $f_{вх}$ и $f_{гун}$ не равны друг другу, то сигнал фазового рассогласования после фильтрации и усиления будет воздействовать на ГУН, приближая частоту $f_{гун}$ к $f_{вх}$. В нормальном режиме ГУН быстро производит «захват» частоты $f_{вх}$, поддерживая постоянный фазовый сдвиг по отношению к входному сигналу.

Поскольку после фильтрации выходной сигнал фазового детектора представляет собой постоянное напряжение, а управляющий сигнал ГУН является мерой входной частоты, совершенно очевидно, что ФАПЧ можно применять для ЧМ-детектирования и тонального декодирования (при цифровой передаче по телефонному каналу). Выход ГУН формирует сигнал с частотой $f_{вх}$; при этом он представляет собой «очищенную» копию сигнала $f_{вх}$, который сам по себе может быть подвержен воздействию помех. Поскольку выходной периодический сиг-

нал ГУН может иметь любую форму (треугольную, синусоидальную и т. п.), это дает возможность формировать, скажем, синусоидальный сигнал, синхронизированный с последовательностью входных импульсов.

Часто в схемах ФАПЧ используют счетчик по модулю $n$, включенный между выходом ГУН и фазовым детектором. При помощи этого счетчика получают частоту, кратную входной опорной частоте $f_{вх}$. Это удобно для формирования тактовых импульсов, кратных сетевой частоте в интегрирующих преобразователях (двухстадийные или с уравновешиванием заряда), с целью подавления сетевых помех. На основе подобных схем строятся также и частотные синтезаторы.

## 9.29. Компоненты устройства ФАПЧ

*Фазовый детектор.* В настоящее время существуют два основных типа фазовых детекторов, которые иногда называют тип 1 и тип 2. Детектор типа 1 работает с аналоговыми или цифровыми сигналами прямоугольной формы, а детектор типа 2 оперирует цифровыми переключениями (фронтами). Представителями типа 1 являются ИМС 565 (линейный) и 4044 (ТТЛ), типа 2 — 4046 (КМОП).

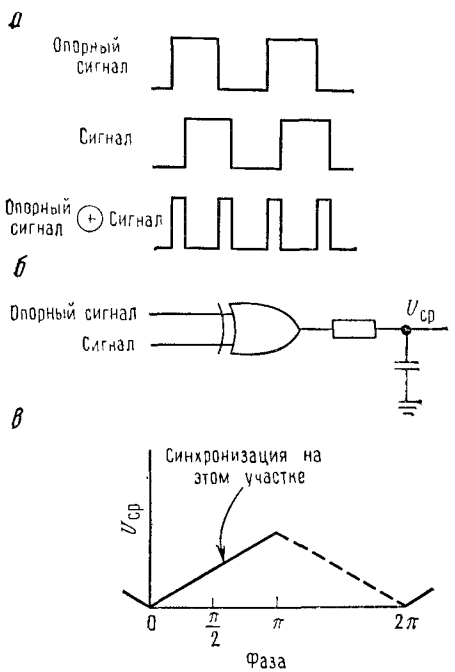



Рис. 9.52. Фазовый детектор (тип 1), выполненный по схеме Исключающее ИЛИ.

Простейший фазовый детектор типа 1 (цифровой) — это вентиль Исключающее ИЛИ, схема которого приведена на рис. 9.52. На этом же рисунке изображена зависимость выходного напряжения детектора (после низкочастотной фильтрации) от разности фаз для входных прямоугольных сигналов с коэффициентом заполнения, равным 50 %. Фазовый детектор типа 1 (линейный) имеет аналогичные фазовые характеристики, хотя он строится на основе «четырехквадратного» умножителя, известного также под названием «балансного смесителя». Фазовые детекторы данного типа обладают высокой линейностью и используются для синхронного детектирования, которое будет рассматриваться в разд. 14.15.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Фазовые детекторы типа 2 чувствительны только к относительному положению фронтов входного сигнала и сигнала на выходе ГУН, как это показано на рис. 9.53. В зависимости от того, до или после возникновения фронта опорного сигнала появится фронт выходного сигнала ГУН, на выходе фазового компаратора будут формироваться импульсы опережения или отставания соответственно. Длительность этих импульсов, как показано на рисунке, равна интервалу времени между фронтами соответствующих сигналов. Во время действия импульсов опережения или отставания выходная схема соответственно отводит или отдает ток, а получаемое на выходе среднее напряжение зависит от разности фаз, как показано на рис. 9.54. Работа данной схемы совершенно не зависит от скважности входных сигналов (в отличие от рассмотренной выше схемы фазового компаратора типа 1). Еще одно преимущество заключается в полном отсутствии выходного сигнала в случае, когда входные сигналы находятся в синхронизме. Это означает, что на выходе отсутствуют «пульсации», из-за которых в фазовых детекторах типа 1 происходит периодическая фазовая модуляция.

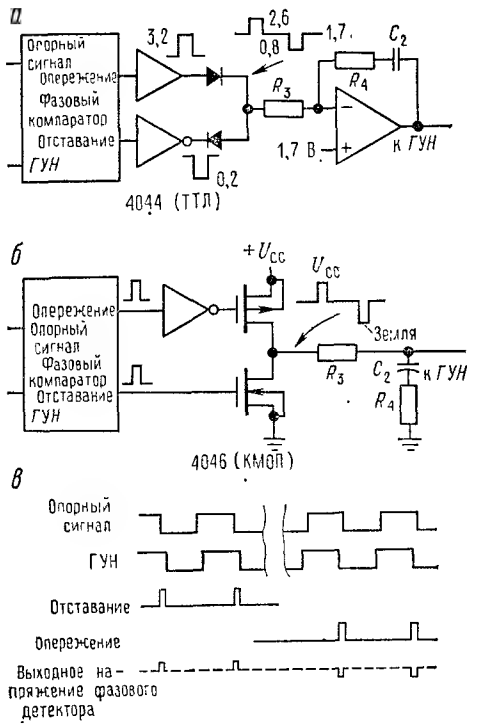



Рис. 9.53. Фазовый детектор (тип 2) опережения — отставания, работающий «по фронтам».

Приведем сравнительные характеристики двух основных типов фазовых детекторов:

| | Тип 1 | Тип 2 |
|---|---|---|
| | Исключающее ИЛИ | Срабатывание по фронту («накачка заряда») |
| Коэффициент заполнения входного сигнала | Оптимально 50% | Не играет роли |
| Синхронизация по гармоникам | Да | Нет |
| Подавление помех | Хорошее | Плохое |
| Остаточная пульсация двойной частоты $2f_{вх}$ | Большая | Малая |
| Диапазон синхронизации (слежения), $L$ | Весь диапазон ГУН | Весь диапазон ГУН |

| | | |
|---|---|---|
| Диапазон захвата | $\alpha L$ ($\alpha < 1$) | $L$ |
| Выходная частота при рассинхронизации | $f_{центр}$ | $f_{мин}$ |

Имеется еще одно различие между фазовыми детекторами этих двух типов. Выходной сигнал детектора типа 1 всегда требует последующей фильтрации в контуре регулирования (более подробно об этом см. ниже). Таким образом, в ФАПЧ с детектором типа 1 контурный фильтр действует, как фильтр низкой частоты, сглаживающий логические сигналы полной амплитуды. При этом всегда присутствуют остаточные пульсации, результатом которых являются периодические фазовые колебания. В схемах, где ФАПЧ используется для умножения или синтеза частот, это приводит к «боковой фазовой модуляции» выходного сигнала (см. разд. 13.17).

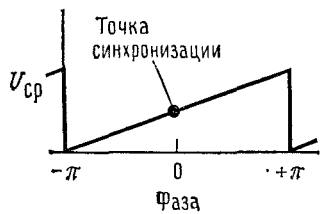


Рис. 9.54.

Детектор типа *2*, напротив, формирует выходные импульсы только тогда, когда есть фазовое рассогласование между опорным сигналом и сигналом ГУН. Если рассогласование отсутствует, выход детектора ведет себя как разомкнутая схема, а конденсатор контурного фильтра действует как запоминающее устройство, сохраняя напряжение, при котором ГУН поддерживает необходимую частоту. Если изменится частота опорного сигнала, фазовый детектор сформирует последовательность коротких импульсов, которые зарядят (или разрядят) конденсатор до нового напряжения, необходимого для возврата ГУН в синхронизм.

***Генераторы, управляемые напряжением.*** Важной составной частью систем фазовой автоподстройки является генератор, частотой которого можно управлять с выхода фазового детектора. Некоторые ИМС ФАПЧ включают в себя ГУН, например линейный элемент 565

*Таблица 9.3*

**Некоторые ГУН**

| Тип | Семейство | $f_{макс}$, МГц | Выход |
|---|---|---|---|
| 566 | Линейные | 1 | Прямоугольный, треугольный |
| 2206 | » | 0,5 | Прямоугольный, треугольный, синусоидальный |
| 2207 | » | 0,5 | Прямоугольный, треугольный |
| 4024 | ТТЛ | 25 | ТТЛ |
| 4046 | КМОП | 1 | КМОП |
| 8038 | Линейные | 0,1 | Прямоугольный, треугольный, синусоидальный |
| 74LS124 | ТТЛ | 20 | ТТЛ |
| 74S124 | ТТЛ | 60 | ТТЛ |
| 74LS324 | ТТЛ | 20 | ТТЛ |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



и КМОП-элемент 4046. Также имеются и отдельные ИМС ГУН, такие, как 4024 (дополнительный к упомянутому выше фазовому детектору на элементах ТТЛ 4044), или различные элементы ТТЛ серии 74*xx* (например, 74S124 и 74LS324—327). Другой интересный класс ГУН составляют генераторы с синусоидальным выходом (8038, 2206 и т. п.). Они генерируют чистый синусоидальный сигнал при искаженных входных сигналах. В табл. 9.3 приводится краткий перечень различных ГУН.

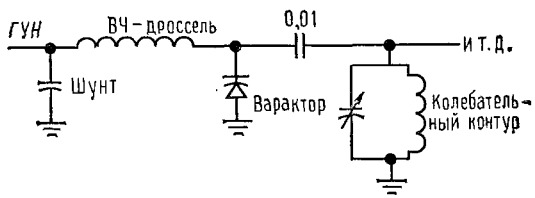


Рис. 9.55.

Следует обратить внимание, что на частоту ГУН не накладываются ограничения, существующие для логических схем. Например, можно использовать генератор радиочастоты с варактором (диодом изменяемой емкости) (рис. 9.55).

Не останавливаясь на этом подробно, заметим, что можно применять даже микроволновый (гигагерцы) генератор на отражательном клистроне, настройка которого производится изменением напряжения на отражателе. Естественно, что устройство ФАПЧ с генераторами подобного типа должно содержать радиочастотный фазовый детектор. В системах ФАПЧ не требуется, чтобы ГУН обладал слишком высокой линейностью зависимости частоты от напряжения. Однако при существенной нелинейности коэффициент передачи будет изменяться с частотой, и придется обеспечивать больший запас устойчивости.

## 9.30. Проектирование ФАПЧ

***Замыкание контура регулирования.*** На выходе фазового детектора вырабатывается сигнал рассогласования, связанный с наличием разности фаз входного и опорного сигналов. Входное напряжение ГУН управляет его частотой. Может показаться, что для создания замкнутого контура регулирования достаточно охватить его цепью обратной связи с некоторым коэффициентом передачи, как это делается в схемах с операционными усилителями.

Здесь, однако, есть одно существенное различие. В обычных схемах величина, которая регулируется с помощью обратной связи, совпадает с величиной, которая измеряется с целью выработки сигнала рассогласования, или по крайней мере пропорциональна ей. Так, например, в усилителе измеряется выходное напряжение и соответствующим образом регулируется входное. В системе ФАПЧ происходит интегрирование. Мы измеряем фазу, а воздействуем на частоту, а фаза — это интеграл от частоты. За счет этого в контуре регулирования появляется фазовый сдвиг на 90°.

Поскольку интегратор, введенный в цепь обратной связи контура, дает дополнительное запаздывание по фазе на 90°, то на частотах, где

общий коэффициент усиления контура равен единице, может возникать самовозбуждение. Самое простое решение — это исключить из схемы все прочие элементы, дающие запаздывание по фазе по меньшей мере на частотах, где общий коэффициент усиления контура близок к единице. В конце концов, операционные усилители почти во всем своем частотном диапазоне дают запаздывание по фазе на 90° и при этом неплохо работают. В этом заключается первый подход к решению проблемы, результатом которого является так называемый «контур первого порядка». Он похож на приведенную выше блок-схему ФАПЧ, но без фильтра НЧ.

Хотя подобные системы первого порядка используются во многих случаях, они не обладают необходимыми свойствами «маховика», то есть сглаживанием помех или флуктуаций входного сигнала. Кроме того, поскольку выход фазового детектора непосредственно управляет ГУН, в контуре первого порядка не может поддерживаться постоянное фазовое соотношение между выходным сигналом ГУН и опорным сигналом. Контур второго порядка для предотвращения неустойчивости содержит дополнительный НЧ-фильтр в цепи обратной связи. Благодаря этому возникает свойство сглаживания, сужается диапазон захвата и увеличивается время захвата. Более того, как будет показано ниже, контур второго порядка с фазовым детектором типа 2 обеспечивает синхронизацию с нулевой разностью фаз между опорным сигналом и выходом ГУН. Практически везде применяются контуры второго порядка, поскольку в большинстве применений система ФАПЧ должна обеспечивать малые флуктуации фазы выходного сигнала, а также обладать некоторыми свойствами памяти или «маховика». Контуры второго порядка допускают высокий коэффициент передачи на низких частотах, что дает повышенную устойчивость (по аналогии с усилителями с обратными связями). Теперь рассмотрим пример использования ФАПЧ.

### 9.31. Умножитель частоты. Пример разработки

Системы ФАПЧ часто используются для формирования сигналов, частота которых кратна входной частоте. В частотных синтезаторах частота выходного сигнала получается умножением целого числа $n$ на частоту стабилизированного низкочастотного опорного сигнала (к примеру, 1 Гц). Число $n$ задается в цифровой форме, причем перестраиваемый задатчик числа может управляться от ЭВМ. В более прозаических случаях можно встретить применение устройства ФАПЧ для формирования тактовой частоты, синхронизированной с некоторой опорной частотой, уже имеющейся в данном приборе. Предположим, например, что для двухстадийного АЦП нужен тактовый сигнал с частотой 61,440 кГц. При такой частоте получается 7,5 измерения в секунду; первая стадия продлится 4096 периодов тактовой частоты (напомним, что в двухстадийных АЦП длительность этой стадии постоянна), а максимальная длительность второй стадии составит 4096 тактов.



Характерная особенность схемы ФАПЧ заключается в том, что тактовый сигнал частотой 61,440 кГц может быть засинхронизирован сетевой частотой 60 Гц (61,440=60×1024), что, как было указано в разд. 9.23, позволяет полностью подавить сетевые наводки на входе преобразователя.

Рассмотрим сначала стандартную схему ФАПЧ (рис. 9.56), которая содержит дополнительный счетчик — делитель частоты на $n$,

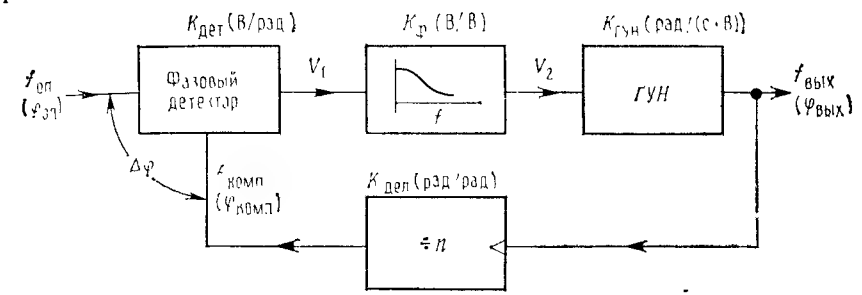



Рис 9 56.

включенный между выходом ГУН и фазовым детектором. На схеме обозначены коэффициенты передачи каждого функционального элемента контура, что поможет нам при расчете устойчивости. Особо отметим, что фазовый детектор преобразует фазу в напряжение, а ГУН в свою очередь преобразует напряжение в производную фазы по времени, то есть в частоту. Таким образом, можно считать, что если рассматривать фазу как входную переменную, то ГУН действует как интегратор. Фиксированное входное напряжение рассогласования вызывает линейно нарастающее рассогласование по фазе на выходе ГУН. Фильтр нижних частот и делителя частоты на $n$ имеют коэффициенты передачи меньше единицы.

***Устойчивость и фазовые сдвиги.*** На рис. 9.57 приведены диаграммы Боде, позволяющие оценить устойчивость ФАПЧ второго

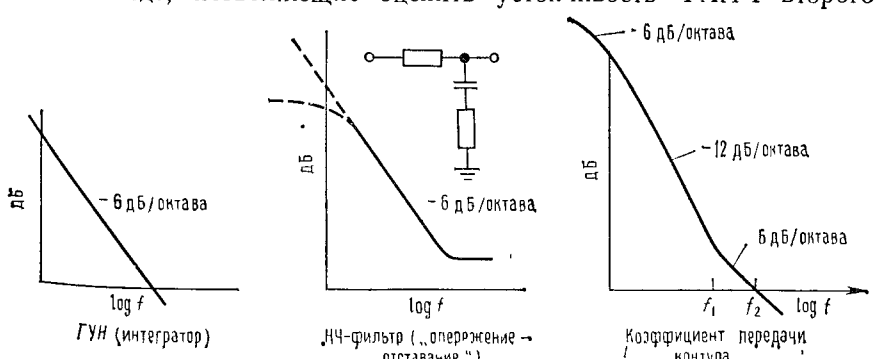



Рис. 9.57.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

порядка. ГУН работает как интегратор с постоянной времени, равной $1/f$, и запаздыванием по фазе на 90° (то есть постоянная времени пропорциональна $1/j\omega$, а конденсатор заряжается от источника тока). Для того чтобы создать запас по фазе (разность между 180° и фазовым сдвигом на частоте, при которой общий коэффициент передачи контура равен 1), в фильтре нижних частот последовательно с конденсатором включают резистор, предотвращая срыв устойчивости на некоторых частотах (вводят «нуль» передаточной функции). Объединение характеристик ГУН и фильтра дает диаграмму Боде для общего коэффициента передачи контура, приведенную на рисунке. До тех пор, пока наклон характеристики будет составлять 6 дБ/октава (в области единичного коэффициента передачи), контур будет устойчивым. Это достигается при использовании фильтра нижних частот по типу «опережение — отставание» и при правильном выборе его характеристик (так же, как и в цепях фазовой компенсации опережения — отставания операционных усилителей). В следующем разделе мы покажем, как это делается.

***Расчет коэффициента передачи.*** На рис. 9.58 приведена схема ФАПЧ для синтезатора частоты 61 440 Гц. Фазовый детектор и ГУН входят в состав ФАПЧ, выполненной на КМОП ИМС типа 4046.

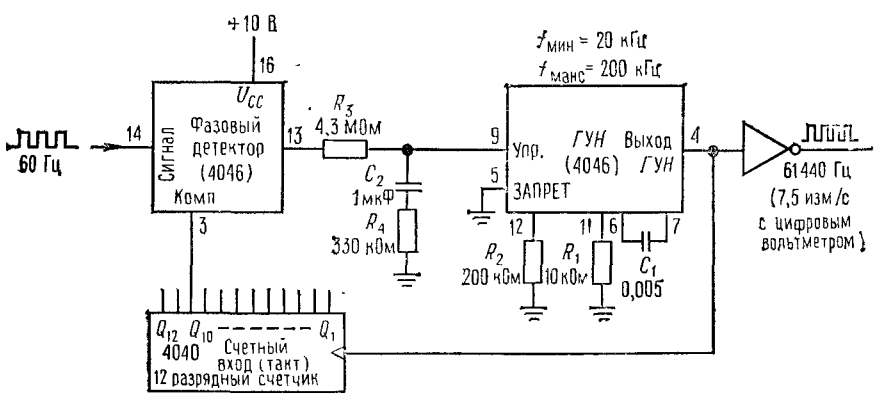



Рис. 9.58. Применение умножителя ФАПЧ для формирования тактовых сигналов, синхронных с частотой сети переменного тока.

В данной схеме используется вариант фазового детектора, работающего по фронтам, хотя в ИМС 4046 имеются оба варианта. Выход схемы формируется парой КМОП-транзисторов, работающих в импульсном режиме и обеспечивающих импульсные сигналы с уровнями $U_{CC}$ или 0 В. Фактически он представляет собой рассматривавшийся ранее выход с тремя состояниями, поскольку, за исключением моментов действия импульсов фазового рассогласования, он пребывает в состоянии с высоким выходным сопротивлением. Максимальная и

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



минимальная частоты ГУН, задаваемые уровнями управляющего напряжения 0 В и $U_{CC}$, определяются выбором резисторов $R_1$ и $R_2$ и конденсатора $C_1$ согласно паспортным данным. Из технических данных на элемент 4046 можно определить существенный недостаток схемы: высокую чувствительность к стабильности напряжений питания. Выбор остальных элементов контура осуществляется по стандартным для ФАПЧ процедурам.

После выбора диапазона ГУН остается лишь разработать фильтр нижних частот, который представляет собой весьма критичную часть системы. Начнем с расчета коэффициента передачи всего контура регулирования. В табл. 9.4 приведены расчетные формулы для отдельных компонентов (согласно рис. 9.56). Расчеты следует производить тщательно, не путая частоту $f$ и круговую частоту $\omega$ или герцы с килогерцами. До сих пор нами не определен только коэффициент $K_\Phi$. Его можно определить, записав выражение для общего коэффициента передачи контура, но прежде вспомним, что ГУН — это интегратор и запишем:

*Таблица 9.4*

**Расчет коэффициента передачи ФАПЧ**

| Узел | Функция | Коэффициент передачи | Расчет коэффициента передачи ($U_{CC}$ = +100 В) |
|---|---|---|---|
| Фазовый детектор | $U_1 = K_{дет}\Delta\varphi$ | $K_{дет}$ | От 0 до $U_{CC}$ ↔ от 0° до 360°<br>$K_{дет} = 10$ В/360° = 1,59 В/рад |
| НЧ-фильтр | $U_2 = K_\Phi U_1$ | $K_\Phi$ | $K_\Phi = \dfrac{1+j\omega R_4C_2}{1+j\omega\,(R_3C_2+R_4C_2)}$ В/В |
| ГУН | $\dfrac{d\varphi_{вых}}{dt} = K_{ГУН}U_2$ | $K_{ГУН}$ | 20 кГц ($U_2 = 0$) до 200 кГц ($U_2 = 10$ В)<br>$K_{ГУН} = 18$ кГц/В = $1{,}13\cdot10^5$ рад/(В·с) |
| Делитель на $n$ | $\varphi_{комп} = \dfrac{1}{n}\varphi_{вых}$ | $K_{дел}$ | $K_{дел} = \dfrac{1}{n} = \dfrac{1}{1024}$ |

$$\varphi_{вых} = \int U_2 K_{ГУН}\,dt.$$

Отсюда общий коэффициент усиления равен

$$K_{общ} = K_{дет}K_\Phi\,(K_{ГУН}/j\omega)\cdot K_{дел} = 1{,}59\times\frac{1+j\omega R_4C_2}{1+j\omega\,(R_3C_2+R_4C_2)}\times\frac{1{,}13\cdot10^5}{j\omega}\times\frac{1}{1024}.$$

Теперь выберем частоту, при которой коэффициент передачи становится равным единице. Идея заключается в том, что частота единичной передачи выбирается достаточно высокой, чтобы контур мог должным образом отслеживать изменения входной частоты, но и достаточно низкой, чтобы сглаживались помехи и скачки входного сигнала. Напри-

мер, система ФАПЧ, предназначенная для демодуляции входных ЧМ-сигналов или для декодирования последовательности высокоскоростных тональных сигналов, должна обладать высоким быстродействием (для ЧМ-сигналов полоса пропускания контура должна соответствовать входному сигналу, то есть равняться максимальной частоте модуляции, а для тонального декодирования постоянная времени контура должна быть меньше, чем продолжительность тонального сигнала). С другой стороны, поскольку эта система предназначена для того, чтобы отслеживать определенные значения стабильной или медленно изменяющейся входной частоты, она должна иметь низкую частоту единичной передачи. Это позволит снизить фазовый «шум» на выходе и обеспечить нечувствительность к помехам и выбросам на входе. Даже кратковременные пропадания входного сигнала будут едва заметны, так как конденсатор фильтра запомнит напряжение, которое заставит ГУН продолжать формирование необходимой выходной частоты.

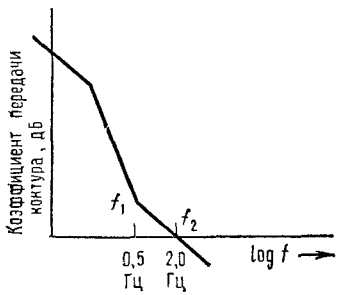


Рис. 9.59.

С учетом сказанного выберем частоту единичной передачи $f_2$ равной 2 Гц, или 12,6 рад/с. Это значительно ниже опорной частоты, и маловероятно, чтобы отклонения сетевой частоты смогли превысить это значение (вспомним, что электрическая энергия производится крупными генераторами с огромной механической инерцией). Точка излома характеристики фильтра нижних частот (ее «нуль») выбирается, как правило, на частоте, меньшей $f_2$ в 3—5 раз, что обеспечивает достаточный запас по фазе. Напомним, что фазовый сдвиг простой $RC$-цепи меняется от 0 до 90° в диапазоне частот от 0,1 до 10 относительно частоты —3 дБ («полюсы»), при которой сдвиг равен 45°. Итак, выберем частоту нуля равной 0,5 Гц, или 3,1 рад/с (рис. 9.59). Точка излома $f_1$ определяет постоянную времени $R_4C_2$ : $R_4C_2=1/2\pi f_1$. Предварительно примем: $C_2=1$ мкФ и $R_4=330$ кОм. Теперь осталось лишь выбрать величину сопротивления $R_3$ из условия равенства единице коэффициента передачи на частоте $f_2$. Проделав эту операцию, найдем, что $R_3=4{,}3$ МОм.

**Упражнение 9.3.** Проверьте, что при выбранных компонентах фильтра коэффициент передачи на частоте $f_2=2{,}0$ Гц действительно равен 1,0.

Иногда полученные значения параметров фильтра неудобны и их приходится пересчитывать или несколько смещать частоту единичного усиления. Эти величины приемлемы для ФАПЧ на элементах КМОП (типовое значение входного сопротивления ГУН составляет $10^{12}$ Ом), а для ФАПЧ на биполярных транзисторах (типа 4044, например) может понадобиться согласование сопротивлений при помощи операционного усилителя.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Для упрощения конструкции фильтра в данном примере использовался фазовый детектор типа 2 с переключением по фронтам. Это решение на практике может оказаться не самым лучшим из-за высокого уровня сетевых наводок. При тщательном выборе схемы аналогового входа (например, можно применить триггер Шмитта) может быть достигнута хорошая работа схемы. В противном случае рекомендуется использовать фазовый детектор типа 1 со схемой Исключающее ИЛИ.

***Метод проб и ошибок.*** Есть люди, для которых мастерство разработки электронных схем заключается в том, чтобы изменять параметры фильтра до тех пор, пока схема не заработает. Если читатель принадлежит к их числу, то ему следует изменить свой подход к этому вопросу. Вероятно, из-за таких разработчиков системы ФАПЧ имеют плохую репутацию, и именно поэтому мы привели детальный расчет. Тем не менее попробуем помочь разработчикам, использующим метод проб и ошибок: $R_3C_2$ определяет время сглаживания контура, а отношение $R_4/R_3$ — демпфирование, то есть отсутствие перегрузки при скачкообразном изменении частоты. Рекомендуем начинать со значения $R_4=0{,}2\,R_3$.

***Формирование тактовых импульсов для видеотерминалов.*** Высокочастотный генератор, синхронизированный с сетевой частотой 60 Гц, можно с успехом применять для генерации тактовых сигналов в буквенно-цифровом терминальном оборудовании ЭВМ. Стандартная скорость вывода информации на видеодисплеях составляет 30 кадров в 1 с. Так как почти всегда присутствует сетевая наводка, пусть даже и небольшой величины, изображение начинает испытывать медленную «боковую качку». Это происходит в случае, если отсутствует точная синхронизация между частотой сети и вертикальным каналом дисплея. Хорошим способом решения этой проблемы является применение системы ФАПЧ. При этом следует использовать высокочастотный ГУН (с частотой порядка 15 МГц, кратной 60 Гц), а сигналы, полученные путем деления этой основной высокочастотной тактовой последовательности, должны использоваться для последовательного формирования точек каждого символа, длины строки и числа строк в кадре.

## 9.32. Захват и слежение в системе ФАПЧ

Очевидно, что система ФАПЧ будет оставаться в синхронизме до тех пор, пока входной сигнал не выйдет за пределы допустимого диапазона сигналов обратной связи. Интересный вопрос представляет собой первоначальное вхождение системы в синхронизм. Начальное рассогласование по частоте вызывает периодический сигнал разностной частоты на выходе фазового детектора. Пульсации будут уменьшаться после фильтрации, и появится постоянный сигнал рассогласования.

***Процесс захвата.*** Ответ на вопрос не так уж и прост. Системы регулирования первого порядка всегда будут находиться в синхрониз-

ме, поскольку здесь отсутствует ослабление сигнала рассогласования на низкой частоте. Контуры второго порядка могут пребывать как в синхронизме, так и вне его, в зависимости от типа фазового детектора и полосы пропускания НЧ-фильтра. Кроме того, фазовый детектор типа 1, выполненный по схеме Исключающее ИЛИ, имеет ограниченную *полосу захвата*, которая зависит от постоянной времени фильтра. Это обстоятельство можно использовать, если надо построить систему ФАПЧ, которая должна осуществлять синхронизацию только в определенном диапазоне частот.

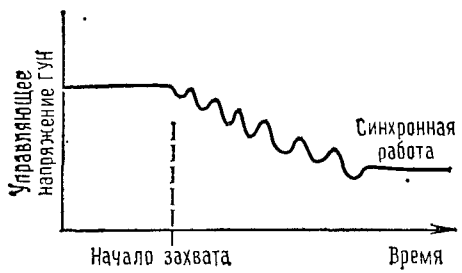


Рис. 9.60.

Процесс захвата происходит следующим образом: когда сигнал фазового рассогласования вызывает сближение частоты ГУН с опорной частотой, форма сигнала рассогласования меняется более медленно и наоборот. Поскольку этот сигнал асимметричен, более медленные изменения происходят в той части цикла, в которой $f_{гун}$ приближается к $f_{оп}$. В результате ненулевое среднее постоянное напряжение вводит систему ФАПЧ в режим захвата. Входное напряжение ГУН во время процесса захвата изменяется, как показано на рис. 9.60. Обратите внимание на последний всплеск (перерегулирование) на диаграмме; причина его очень интересна. Даже если частота ГУН достигает требуемого значения (о чем свидетельствует уровень напряжения на входе ГУН), это еще не означает, что система обязательно вошла в захват, поскольку может оказаться, что отсутствует синфазность. Это может явиться причиной выброса кривой. Очевидно, что процесс захвата в каждом случае будет происходить по-разному.

***Полоса захвата и слежения.*** Если используется фазовый детектор типа 1, выполненный по схеме Исключающее ИЛИ, то полоса захвата ограничена постоянной времени НЧ-фильтра. В этом есть определенный смысл, так как при наличии большого начального расхождения по частоте сигнал рассогласования будет ослаблен фильтром настолько, что захват никогда не сможет произойти. Очевидно, что увеличение постоянной времени НЧ-фильтра сужает полосу захвата, что эквивалентно уменьшению коэффициента передачи контура. Оказывается, что подобные ограничения отсутствуют в фазовом детекторе, работающем по фронтам. Полоса слежения для обоих типов схем зависит от диапазона управляющих напряжений ГУН.

### 9.33. Некоторые примеры использования систем ФАПЧ

Мы уже упоминали об использовании ФАПЧ в синтезаторах частоты и умножителях частоты. Что касается последних, то целесообразность применения ФАПЧ, как это видно из рассмотренного примера,



настолько очевидна, что сомнений в применении ФАПЧ не должно быть. В простых умножителях (то есть генераторах тактовых импульсов высокой частоты для цифровых систем) отсутствуют даже проблемы, связанные с флуктуациями опорного сигнала, и вполне могут применяться системы первого порядка.

Рассмотрим некоторые применения ФАПЧ, интересные с точки зрения разнообразия областей использования.

***Детектирование ЧМ-сигналов.*** При частотной модуляции информация кодируется посредством изменения частоты несущего сигнала пропорционально изменению информационного сигнала. Частотная и другие виды модуляции более подробно будут рассматриваться в гл. 13. Существуют два метода восстановления модулированной информации: при помощи фазовых детекторов или ФАПЧ. Под термином «детектирование» здесь подразумевается способ демодуляции.

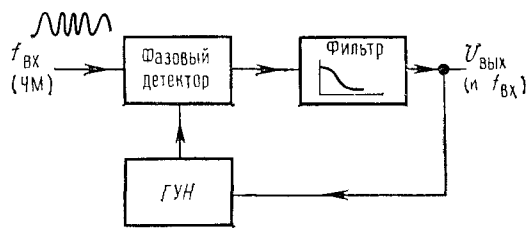


Рис. 9.61.

В простейшем случае система ФАПЧ синхронизируется с поступающим сигналом. Напряжение, которое подается на ГУН и управляет его частотой, пропорционально входной частоте и, следовательно, является требуемым демодулированным сигналом (рис. 9.61). В такой системе полоса пропускания фильтра должна быть выбрана достаточно широкой для прохождения модулированного сигнала. Другими словами, время реакции ФАПЧ должно быть малым по сравнению с диапазоном отклонений восстанавливаемого сигнала. Как будет показано в гл. 13, на систему ФАПЧ не следует подавать сигнал, который передается по каналу связи; здесь можно использовать «промежуточную частоту», которая получается в смесителе приемника при *преобразовании* частоты. Этот метод ЧМ-детектирования во избежание искажений на звуковых частотах требует ГУН с высокой линейностью.

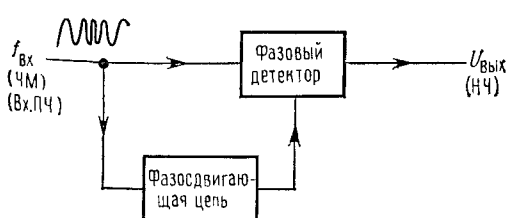


Рис. 9.62.

Второй метод ЧМ-детектирования использует только фазовый детектор, а не систему ФАПЧ. Принцип иллюстрируется на рис. 9.62. Исходный входной сигнал и тот же сигнал, сдвинутый по фазе, подаются на фазовый детектор, на выходе которого появляется некоторое напряжение. Фазосдвигающая схема линейно изменяет фазовый сдвиг

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

в зависимости от частоты (обычно это делается при помощи резонансных $LC$-контуров). Таким образом, выходной сигнал демодулятора линейно зависит от частоты на выходе. Этот метод называется «двойным балансным квадратурным ЧМ-детектированием». Он используется во многих ИМС для реализации тракта усилитель/детектор промежуточной частоты (например, типа CA3089).

***Детектирование АМ-сигналов.*** Рассмотрим методы, обеспечивающие пропорциональность между выходным сигналом и мгновенным значением амплитуды высокочастотного сигнала. Обычно для этого используется выпрямление (рис. 9.63). На рис. 9.64 иллюстрируется оригинальный метод с применением ФАПЧ[1] («гомодинный метод детектирования»). Система ФАПЧ формирует прямоугольные импульсы той же частоты, что и частота модулированной несущей. После умножения входного сигнала на выходной сигнал ФАПЧ получается как-бы двухполупериодное выпрямление, после чего остается лишь удалить остатки несущей частоты с помощью фильтра нижних частот, чтобы получить модулированную огибающую. Если используется фазовый детектор, выполненный по схеме Исключающее ИЛИ, то выходной сигнал получается сдвинутым по фазе на 90° относительно опорного сигнала. Поэтому между ФАПЧ и умножителем надо включить фазосдвигающую цепь со сдвигом фаз на 90°.

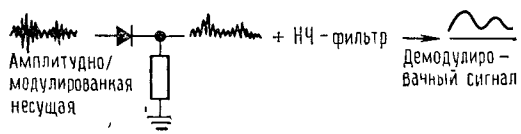



Рис. 9.63.
ЧМ — частотная модуляция; ПЧ — промежуточная частота; ЗЧ — звуковая частота.

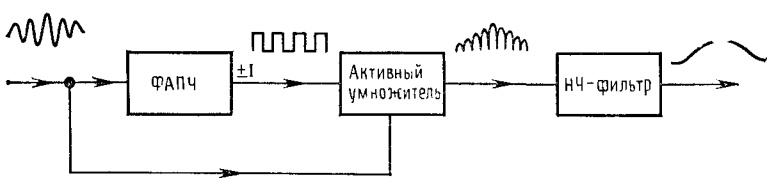



Рис. 9.64.

***Синхронизация тактовых импульсов и восстановление сигналов.*** В системах передачи цифровых сигналов информация в последовательной форме передается по каналу связи. Эта информация может быть по своей природе цифровой или представлять собой цифровой эквивалент аналоговой информации, как это имеет место при «импульсно-кодовой модуляции» (ИКМ, см. разд. 13.19). Аналогичная ситуация возникает при декодировании цифровой информации с магнитной ленты или диска. В обоих случаях возникают помехи или изменения частоты импульсов (например, из-за вытягивания ленты), и требуется получить неискаженный тактовый сигнал той же частоты, что и частота поступающей информации. В данном применении рекомендуется использовать системы ФАПЧ, так как фильтр нижних частот, например, помог бы лишь устранить шумы и наводки, но не смог бы отслеживать медленные изменения скорости ленты.

[1] Синхронное детектирование.— *Прим. ред*



Другим примером синхронизации сигналов может служить схема, приведенная в разд. 8.30. В этой схеме выходной синусоидальный сигнал получают из точно сформированного цифровой схемой сигнала «60 Гц» (фактически в диапазоне от 50 до 70 Гц). Прямоугольный сигнал преобразуется в синусоидальный при помощи 6-звенного фильтра нижних частот Баттерворта. Здесь заманчиво использовать ГУН в интегральном исполнении с синусоидальным выходным сигналом (например, типа 8038), работающий синфазно с точно сформированным прямоугольным сигналом частотой 60 Гц. Это позволит обеспечить постоянную амплитуду синусоидального сигнала, широкий диапазон изменения частоты, и, кроме того, на выходе умножителя частоты будут отсутствовать шумы.

## ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ДВОИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА

### 9.34. Цифровая генерация шума

Интересным примером сочетания цифровых и аналоговых методов является формирование псевдослучайных двоичных последовательностей (ПСДП). Оказывается, удивительно легко сформировать последовательность битов или слов, обладающую хорошими статистическими свойствами, т. е. последовательность, которая имеет такие же вероятностные и корреляционные характеристики, как и идеальный процесс бросания монеты. Поскольку эти последовательности вырабатываются стандартными детерминированными логическими элементами (регистрами сдвига), они фактически являются известными наперед и периодически повторяющимися, однако любой отрезок такой последовательности выглядит как случайное чередование нулей и единиц. Достаточно нескольких кристаллов для того, чтобы сформировать последовательности, которые буквально целые века могут идти без повторения. Это делает их весьма привлекательными для генерации цифровых двоичных случайных сигналов, а также аналоговых шумовых сигналов. Существует даже стандартный «цифровой источник шума», выполненный в виде недорогой ИМС в мини-корпусе с двухрядным расположением выводов (National MM5837), который используется в источнике звуковых эффектов 76477, упоминавшемся в предыдущей главе.

***Аналоговый шум.*** Пропуская ПСДП через простой НЧ-фильтр, можно получить белый гауссов шум с ограниченной полосой, т. е. напряжение, имеющее плоский энергетический спектр в пределах некоторой частоты среза (более подробно о шумах см. гл. 7). С другой

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

стороны, путем *взвешенного суммирования* содержимого нескольких регистров сдвига можно произвести цифровую фильтрацию, дающую тот же результат. Этот способ позволяет обеспечить плоский спектр шума в пределах нескольких мегагерц. Как будет показано ниже, подобные источники аналогового шума, синтезированные цифровым путем, имеют целый ряд преимуществ перед чисто аналоговыми методами, использующими диоды или резисторы.

***Другие случаи применения.*** Кроме очевидного использования в аналоговых и цифровых генераторах шума псевдослучайные двоичные последовательности применяются также в целом ряде других случаев, не связанных с формированием шумовых сигналов. Они могут использоваться для шифровки данных или сообщений, поскольку ключ для их дешифровки на приемной стороне строится с помощью идентичного генератора ПСДП. Эти последовательности также широко используются в кодах с обнаружением и исправлением ошибок, поскольку они позволяют формировать такие блоки данных, в которых правильные сообщения оказываются разделенными большим расстоянием Хемминга (оно измеряется числом ошибочных битов). Благодаря хорошим автокорреляционным свойствам эти последовательности идеально подходят для помехозащищенных радарных систем, в которых ответный сигнал сравнивается с переданной строкой битов (точнее, взаимно коррелируется). Их также можно использовать в качестве компактных делителей по модулю $n$.

### 9.35. Последовательности, образованные при помощи регистра сдвига с обратной связью

Наиболее простым и распространенным генератором ПСДП является регистр сдвига с обратной связью (рис. 9.65). Регистр сдвига, имеющий длину $m$ бит, тактируется с фиксированной частотой $f_0$. С помощью вентиля Исключающее ИЛИ на вход регистра подается последовательный сигнал, представляющий собой сумму по модулю 2 $n$-го и последнего ($m$-го) разрядов регистра. Такая схема проходит совокупность состояний, которая определяется комбинациями битов в регистре после каждого тактового импульса и повторяется через каждые $K$ тактовых импульсов, т. е. является циклической с периодом $K$.

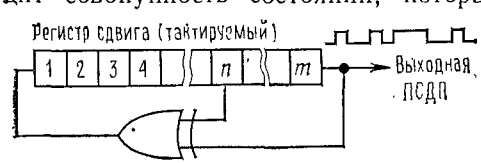


Рис. 9.65. Генератор псевдослучайной двоичной последовательности.

Число возможных состояний $m$-разрядного регистра составляет $K=2^m$, т. е. равно числу двоичных комбинаций из $m$ бит. Однако состояние, когда в регистре содержатся все 0, является для данной схемы «тупиковым», поскольку Исключающее ИЛИ будет формировать на входе 0. Вследствие этого максимальная длина последовательности, которую можно сформировать с помощью данной схемы, равна $2^m-1$. Оказывается, что получать такие последовательности максимальной длины можно лишь в том случае, если $m$ и $n$ выбраны правильно и результирующая последовательность битов является псевдослучайной. (Критерием для определения максимальной длины служит неприводимость полинома $1+x^n+x^m$ и его первичность на поле Галуа.) В качестве примера рассмотрим 4-разрядный регистр сдвига с обратной связью, представленный на рис. 9.66. Перечислим состояния, через которые он проходит, начиная с 1111 (с тем же успехом можно было выбрать любое начальное состояние, за исключением 0000).

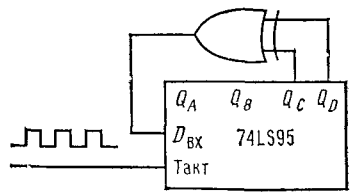


Рис. 9.66.

| | | |
|---|---|---|
| 1111 | 0100 | 1011 |
| 0111 | 0010 | 0101 |
| 0011 | 1001 | 1010 |
| 0001 | 1100 | 1101 |
| 1000 | 0110 | 1110 |

Состояния регистра записаны в виде 4-разрядных двоичных чисел $Q_AQ_BQ_CQ_D$. В данном случае имеют место 15 различных состояний ($2^4-1$), пройдя через которые последовательность начинается сначала. Таким образом, регистр имеет максимальную длину.

**Упражнение 9.4.** Покажите, что 4-разрядный регистр, имеющий выходы для подключения обратной связи (ОС) со второй и четвертой ячеек, не является регистром максимальной длины. Каким в данном случае будет число различимых состояний? Сколько состояний имеется в пределах каждой последовательности?

***Точки подключения обратной связи.*** Регистры сдвига максимальной длины можно строить, используя и более двух точек для подключения обратной связи через вентиль Исключающее ИЛИ. (В этих случаях можно применять несколько вентилей Исключающее ИЛИ, объединяя их в паритетное дерево по обычной схеме, т. е. суммируя по модулю 2 несколько битов. При некоторых $m$ для построения регистра максимальной длины требуется более двух точек подключения ОС. Ниже приводится таблица всех значений $m$, вплоть до 33, при которых для построения регистра максимальной длины достаточно двух точек подключения ОС, т. е. обратная связь, как и в предыдущем случае, берется с $n$-й и $m$-й (последней) ячейки. Значения $n$ и циклической длины измеряются числом периодов тактовой частоты. Иногда $n$ может иметь более одного значения; в любом случае вместо $n$ можно взять $m-n$. Таким образом, для рассмотренного выше 4-разрядного регистра можно было бы использовать точки подключения ОС при $n=1$ и $m=4$.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

| $m$ | $n$ | Длина | $m$ | $n$ | Длина |
|---|---|---|---|---|---|
| 3 | 2 | 7 | 18 | 11 | 262143 |
| 4 | 3 | 15 | 20 | 17 | 1048575 |
| 5 | 3 | 31 | 21 | 19 | 2097151 |
| 6 | 5 | 63 | 22 | 21 | 4194303 |
| 7 | 6 | 127 | 23 | 18 | 8388607 |
| 9 | 5 | 511 | 25 | 22 | 33554431 |
| 10 | 7 | 1023 | 28 | 25 | 268435455 |
| 11 | 9 | 2047 | 29 | 27 | 536870911 |
| 15 | 14 | 32767 | 31 | 28 | 2147483647 |
| 17 | 14 | 131071 | 33 | 20 | 8589934591 |

Длина регистра сдвига обычно выбирается кратной 8. В этом случае требуется более двух точек подключения ОС. Вот эти магические цифры:

| $m$ | Точки подключения ОС | Длина |
|---|---|---|
| 8 | 4, 5, 6 | 255 |
| 16 | 4, 13, 15 | 65535 |
| 24 | 17, 22, 23 | 16777215 |

В ИМС генератора шума ММ5837 используется 17-разрядный регистр с выходом для подключения ОС на 14-й ячейке. Схема использует внутренний генератор тактовых импульсов, работающий с частотой 80 кГц, и вырабатывает на выходе белый шум в диапазоне до 35 кГц (затухание на частоте среза —3 дБ) с периодом повторения порядка 1,6 с. При использовании 33-разрядного регистра, работающего с тактовой частотой 1 МГц, период повторения может превышать 2 ч, а с помощью 100-разрядного регистра, тактируемого с частотой 10 МГц, можно было бы получить период повторения, в миллионы раз превышающий возраст Вселенной!

***Свойства последовательностей максимальной длины.*** Тактируя один из таких регистров, мы сформировали на его выходе псевдослучайную двоичную последовательность. Выход можно взять из любой точки регистра, но удобнее всего использовать последний, $m$-й разряд. Последовательности максимальной длины обладают следующими свойствами:

1. В одном полном цикле ($K$ тактовых импульсов) число «единиц» на одну превышает число «нулей». Дополнительная единица возникает благодаря исключению нулевого состояния регистра. Таким образом, при значениях длины регистра, которые обычно используются на практике, дополнительная единица не может оказать какого-либо влияния: 17-разрядный регистр вырабатывает за один период 65 536 единиц и 65 535 нулей.
2. В каждом цикле ($K$ периодов тактовой частоты) половину всех единиц составляют «одиночные», четвертую часть — двойные (то есть две следующие подряд), восьмую часть — тройные и т. д. То же самое относится и к последовательно идущим нулям, разумеется, за исключением пропущенного. Это говорит о том, что вероятность появления начала и конца единичного состояния не зависит от результата последнего переброса и, следовательно, вероятность завершения цепочки последовательно возникших единиц или нулей для каждого переброса составляет одну вторую. (Это не совсем то, что понимают под законом усреднения в обыденном смысле.)
3. Если последовательность полного цикла ($K$ периодов тактовой частоты) сравнить с последовательностью такой же длины, но сдвинутой на любое число $n$ бит (где $n$ не равно 0 и не кратно $K$), то число несовпадений будет превышать число совпадений на единицу. Выражаясь научным языком, автокорреляционная функция такой последовательности при нулевой задержке представляет собой дельта-функцию Кронекера, а во всех остальных точках равна $-1/K$. Отсутствие «боковых лепестков» автокорреляционной функции делает ПСДП весьма удобными для радиолокационных систем определения дальности.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Упражнение 9.5.** Покажите, что приведенная последовательность, сформированная с помощью 4-разрядного регистра сдвига (с выходами ОС, взятыми при $n=3$, $m=4$), удовлетворяет указанным свойствам. Считаем, что выход берется с разряда $Q_A$: 100010011010111.

### 9.36. Формирование аналогового шума с использованием последовательностей максимальной длины

***Преимущества цифровой генерации шума.*** Как указывалось выше, цифровой сигнал, получаемый на выходе регистра сдвига максимальной длины с обратной связью, может быть преобразован в белый шум с ограниченным спектром с помощью НЧ-фильтра, частота среза которого существенно ниже тактовой частоты регистра. Перед тем как перейти к подробностям, рассмотрим, какие преимущества обеспечивает применение методов цифровой генерации аналогового шума. Помимо всего прочего, эти методы с помощью простой и надежной цифровой схемы позволяют генерировать шумовой сигнал с заданным спектром и амплитудой, полоса пропускания которого может регулироваться путем изменения тактовой частоты. Здесь отсутствуют нестабильность, присущая диодным генераторам шума, взаимные влияния, а также проблемы помех, которые свойственны чувствительным низкоуровневым аналоговым схемам, использующим диодные или резисторные генераторы. Наконец, в этом случае генерируется периодический «шум», который с помощью взвешенного цифрового фильтра (эти фильтры будут рассматриваться ниже) преобразуется в повторяющийся шумовой сигнал, рабочая полоса которого не зависит от тактовой частоты.

### 9.37. Энергетический спектр последовательностей, сформированных при помощи регистров сдвига

Спектр шума, полученного на выходе регистра максимальной длины, лежит в пределах от $K/f_{\text{такт}}$ (частота повторения всей последовательности — нижняя граница) до $f_{\text{такт}}$ и даже выше. В начальной ча-

сти, до частоты 0,12 $f_{такт}$, спектр имеет плоскую часть с неравномерностью ±0,1 дБ, а затем достаточно быстро падает, достигая уровня —3 дБ на частоте 0,44 $f_{такт}$. Таким образом, неотфильтрованный сигнал на выходе регистра сдвига с помощью НЧ-фильтра с частотой среза (5÷10)% $f_{такт}$ преобразуется в аналоговое напряжение шума с ограниченной полосой. Здесь достаточно использовать простой $RC$-фильтр, однако, если полосу шума нужно обеспечить с высокой точностью, могут потребоваться активные фильтры, имеющие крутую характеристику на частоте среза (см. гл. 4).

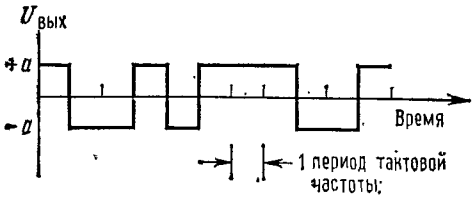


Рис. 9.67.

Для того чтобы эти утверждения звучали более убедительно, рассмотрим сигнал на выходе регистра сдвига и его энергетический спектр. Как правило, бывает нужно, чтобы цифровые логические уровни не содержали постоянную составляющую, т. е. «1» в выходном сигнале должна соответствовать $+a$ вольт, а «0» должен соответствовать $-a$ вольт (рис. 9.67). Это очень легко обеспечить с помощью двухтактной транзисторной схемы, которая показана на рис. 9.68. Для этой цели можно также использовать МОП-транзисторы, схемы стабилизации напряжения с ограничителями на диодах и быстродействующие операционные усилители с регулировкой тока постоянной составляющей в точке суммирования.

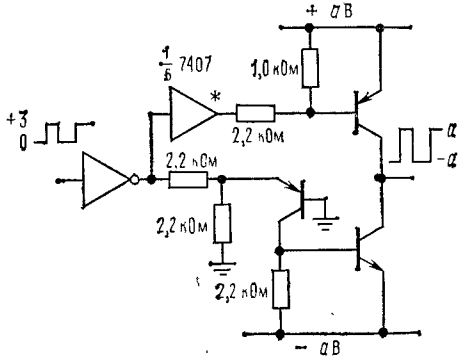


Рис. 9.68.

Как мы уже говорили, автокорреляционная функция выходной двоичной последовательности содержит один пик. Если считать, что выходные состояния представляют собой величины +1 и —1, то дискретная автокорреляционная функция (сумма произведений соответствующих битов двух сдвинутых относительно друг друга последовательностей) будет иметь вид, показанный на рис. 9.69.

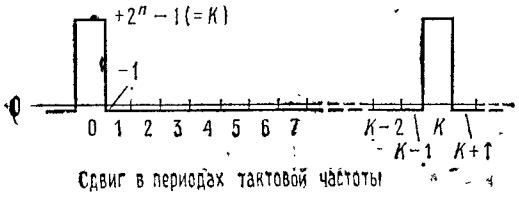


Рис. 9.69. Дискретная автокорреляционная функция для полного цикла максимальной последовательности.



Эту функцию не следует путать с непрерывной автокорреляционной функцией, которая будет рассматриваться ниже. Приведенная на рисунке зависимость определена только для сдвигов, соответствующих целому числу периодов тактовой частоты. При сдвигах, не равных нулю или не кратных общему периоду повторения $K$, автокорреляционная функция имеет значение —1, которое обусловлено дополнительной «единицей» в последовательности и пренебрежимо мало по сравнению с ее значением при нулевом сдвиге, равном $K$. С другой стороны, если неотфильтрованный сигнал на выходе регистра сдвига рассматривать как аналоговый, принимающий только два значения ($+a$ и $-a$), автокорреляционная функция будет являться непрерывной, как показано на рис. 9.70. Так или иначе, при сдвигах более чем на один такт вправо или влево значения сигнала фактически между собой не коррелированы.

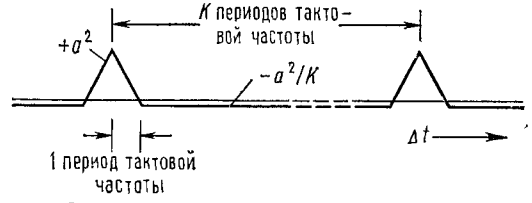


Рис. 9.70.

Энергетический спектр неотфильтрованного цифрового выхода можно определить по автокорреляционной функции с помощью известных математических методов. В результате будет получена совокупность групп спектральных линий, содержащих равноудаленные всплески (дельта-функции), которые будут начинаться на частоте повторений всей последовательности $f_{такт}/K$ и чередоваться с интервалами, равными $f_{такт}/K$. Тот факт, что этот спектр состоит из набора дискретных спектральных линий, отражает случайное (и периодическое) повторение последовательности на выходе регистра сдвига. Пусть вас не смущает странный вид спектра: он будет выглядеть непрерывным при любом измерении или применении, проводящемся за время, меньшее периода регистра. Огибающая спектра неотфильтрованного выходного сигнала имеет вид, показанный на рис. 9.71. Эта огибающая пропорциональна квадрату функции $\sin x/x$. Заметим, что спектр имеет нулевую мощность шума на основной тактовой частоте и ее высших гармониках.

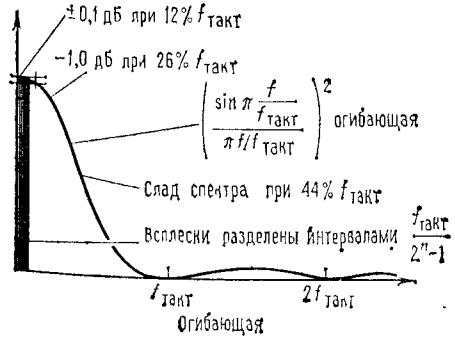


Рис. 9.71. Энергетический спектр неотфильтрованного сигнала на выходе регистра сдвига.

***Напряжение шума.*** Для генерации аналогового шума, естественно, используется лишь низкочастотная часть спектра. Удельную мощность шума на герц нетрудно выразить через половину ампли-



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

туды ($a$) и тактовую частоту $f_{такт}$. Выражение для среднеквадратичного значения напряжения шума будет иметь вид

$$U_{вфф} = a\,(2/f_{такт})^{1/2}\ \text{В/Гц}^{1/2}\ \ (f \leqslant 0{,}2 f_{такт}).$$

Это выражение относится к нижней части спектра, т. е. к той части, которая обычно используется (с помощью огибающей можно определить энергетическую плотность мощности в любой части спектра).

Предположим, что регистр сдвига максимальной длины работает

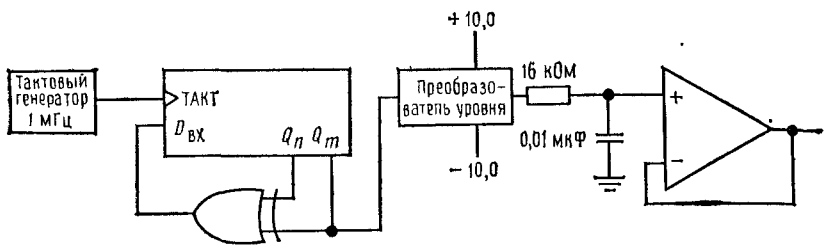



Рис. 9.72. Простой источник псевдослучайного шума.

с частотой 1,0 МГц и его выходной сигнал принимает значения +10 и —10 В. Этот сигнал пропускается через простой низкочастотный $RC$-фильтр, имеющий затухание 3 дБ на частоте 1 кГц (рис. 9.72). На выходе этого фильтра можно точно вычислить среднеквадратичное напряжение шума. Из предыдущего уравнения мы знаем, что среднеквадратичное значение напряжения шума на выходе преобразователя уровня равно 14,14 мВ/Гц$^{1/2}$. Из разд. 7.20 известно, что полоса пропускания НЧ-фильтра составляет $(\pi/2)\cdot 1{,}0$ кГц или 1,57 кГц, и, следовательно, выходное напряжение шума будет равно $U_{эфф} = 0{,}01414\,(1570)^{1/2} = 560$ мВ, а его спектр соответствует однозвенному низкочастотному $RC$-фильтру.

### 9.38. Низкочастотная фильтрация

***Аналоговая фильтрация.*** Полезный спектр шума, сформированного при помощи псевдослучайной последовательности, лежит в пределах от $f_{такт}/K$ (величина, обратная периоду повторения) до высокочастотного значения, составляющего приблизительно 20% от $f_{такт}$ (на этой частоте удельная мощность шума падает на 0,6 дБ). Как было показано в предыдущем примере, для формирования шума вполне подходит простой НЧ-фильтр на $RC$-цепи при условии, что его уровень затухания 3 дБ лежит намного ниже тактовой частоты (например, менее 0,01 $f_{такт}$). Для того чтобы используемую часть спектра приблизить к тактовой частоте, желательно применять фильтры с крутой характеристикой на частоте среза, например фильтры Баттерворта или Чебышева. В этом случае плоская часть результирующего спектра будет определяться характеристиками фильтра, которые должны быть

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



измерены, поскольку отклонения в параметрах элементов могут вызывать колебания коэффициента передачи в полосе пропускания. С другой стороны, если требуется обеспечить точное значение напряжения шума на Гц$^{-1/2}$, необходимо измерить фактическое значение коэффициента передачи фильтра по напряжению.

***Цифровая фильтрация.*** Недостатком аналоговой фильтрации является необходимость подстраивать частоту среза фильтра, если тактовая частота изменяется в широких пределах. В подобных ситуациях хорошим решением является применение цифровой фильтрации, которая выполняется путем формирования взвешенных аналоговых сумм последовательных выходных битов (нерекурсивная цифровая фильтрация). Эффективная частота среза такого фильтра будет изменяться в соответствии с изменением тактовой частоты. Кроме того, цифровая фильтрация позволяет работать при предельно низких значениях частоты среза (доли герца), где аналоговая фильтрация оказывается неудобной.

Для того чтобы произвести взвешенное суммирование одновременно всех разрядов, достаточно выходы последовательных ячеек регистра соединить с точкой суммирования операционного усилителя через резисторы различных номиналов. Для НЧ-фильтра весовые коэффициенты должны быть пропорциональны $(\sin x)/x$. Заметим, что часть сигналов в этом случае придется проинвертировать, поскольку весовые коэффициенты могут иметь любой знак. Так как в данной схеме конденсаторы не используются, выходной сигнал будет состоять из последовательности дискретных уровней напряжения.

Приближение к гауссову шуму можно сделать более близким, взяв с соответствующими весами большее число битов в последовательности. Кроме того, аналоговый выход в этом случае будет представлять собой фактически непрерывный сигнал. По этой причине желательно, чтобы регистр сдвига содержал как можно больше триггерных ячеек, которые при необходимости могут быть добавлены после обратной связи через вентиль Исключающее ИЛИ. Как и в предыдущих схемах, для задания стабильных цифровых уровней напряжения следует использовать ключи на МОП-транзисторах (элементы КМОП являются идеальными для данного применения, поскольку они дают на выходах точные потенциалы $U_{CC}$ и земли).

Схема генерации псевдослучайного аналогового шума, показанная на рис. 9.73, использующая данный метод, позволяет выбирать полосу частот в очень широком диапазоне. Сигнал с кварцевого генератора 2,0 МГц поступает на 24-разрядный программируемый делитель частоты типа 14536, который формирует тактовые последовательности с частотами в диапазоне от 1,0 МГц до 0,12 Гц с коэффициентом деления 2. Регистр сдвига на 32 разряда использует обратную связь с 31-й и 18-й ячеек и формирует последовательность максимальной длины, содержащую миллиард состояний (при максимальной тактовой частоте регистр завершает полный цикл за полчаса). В данном случае исполь-

зуется сумма 32 последовательных значений, взвешенная по функции $(\sin x)/x$. Инвертированное и неинвертированное значения этой суммы поступают соответственно на усилители $У_1$ и $У_2$, выходы которых управляют дифференциальным усилителем $У_3$. Коэффициенты усиления

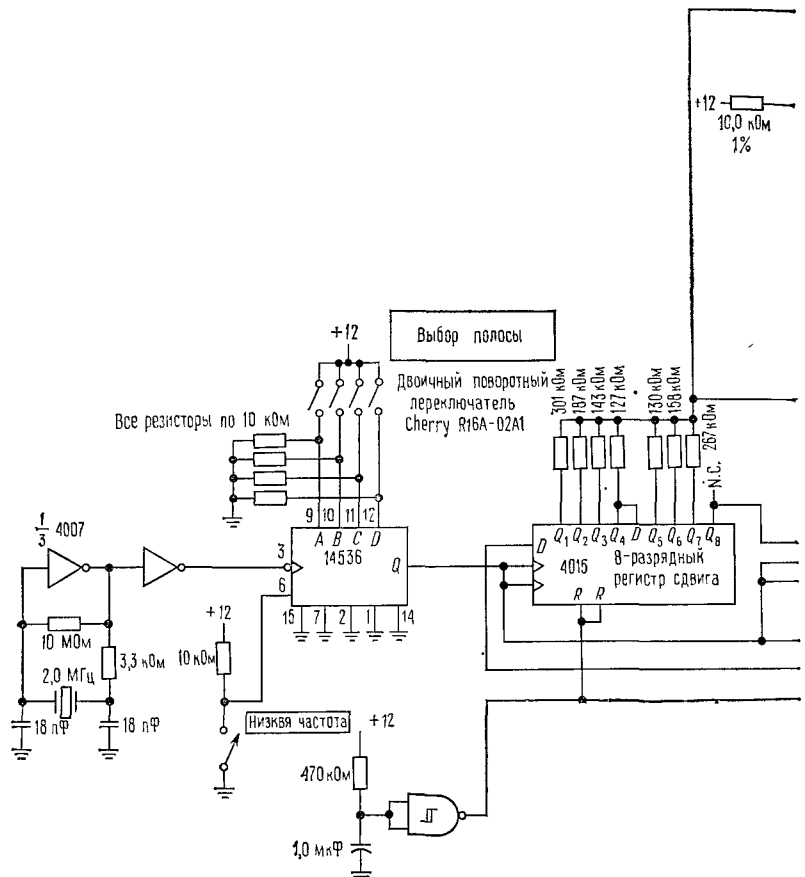
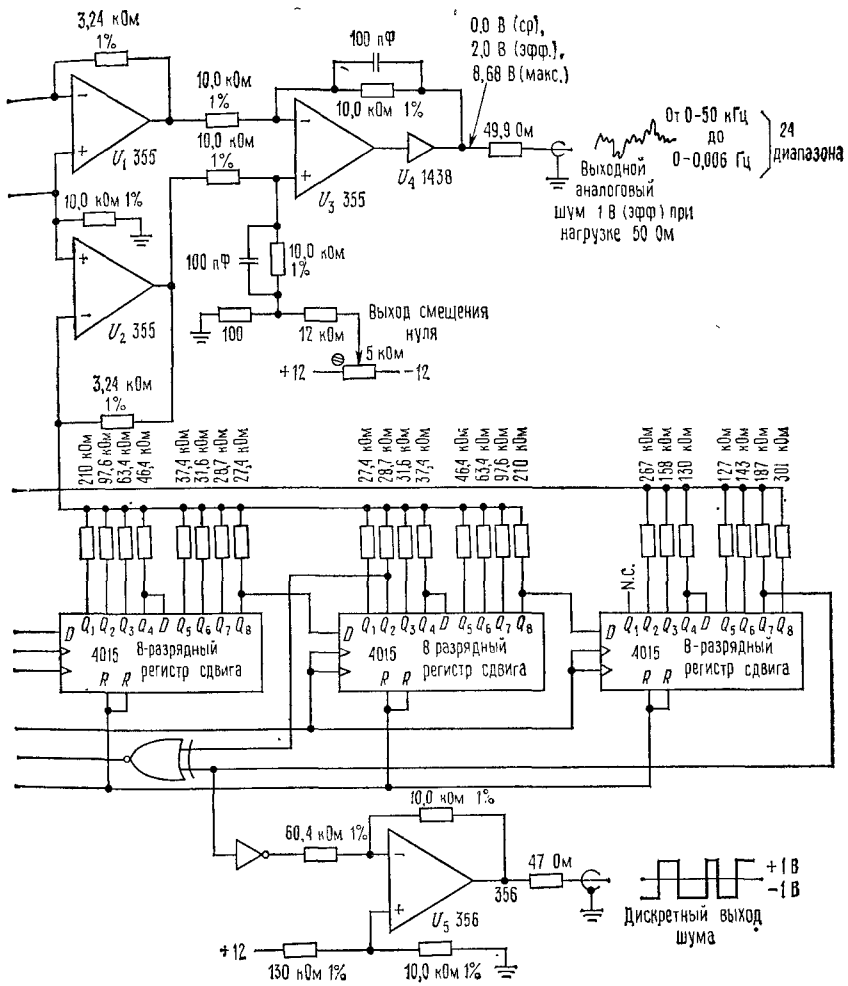



Рис. 9.73. Лабораторный генератор шума с широким частотным диапазоном.

выбраны таким образом, чтобы при подключении нагрузки с полным сопротивлением 50 Ом на выходе действовал бы сигнал шума, имеющий среднеквадратичное значение напряжения 1 В и не содержащий постоянной составляющей (на разомкнутом выходе 2 В эфф.). Отметим, что это значение не зависит от тактовой частоты, то есть от полосы пропускания. Данный цифровой фильтр имеет частоту среза, равную приблизительно $0{,}05\, f_{такт}$, и позволяет получить выходной спектр в пределах от нуля до 50 кГц (на максимальной тактовой частоте), обеспечивая 24 диапазона полосы частот. Эта схема позволяет также






использовать неотфильтрованный выходной сигнал со значениями +1 и —1 В.

С рассмотренной схемой связано несколько интересных моментов. Так, например, в цепи обратной связи использован инвертирующий вентиль Исключающее ИЛИ, поэтому регистр сдвига может быть запущен путем простой установки в нуль. Инвертирование входного сигнала приводит к тому, что исключенным теперь будет состояние, при

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

котором все разряды регистра содержат «единицы», а не «нули», как это имело место при подключении ОС через вентиль Исключающее ИЛИ без инверсии. Все остальные характеристики остаются без изменения.

Взвешенная сумма конечного числа битов не может обеспечить в точности гауссов шум, поскольку она имеет ограниченную амплитуду. Можно показать, что для данного случая максимальная амплитуда на нагрузке 50 Ом составляет ±4,34 В, что дает коэффициент формы кривой 4,34. Эти цифры имеют важное значение, поскольку для того, чтобы предотвратить эффект ограничения, коэффициент усиления $У_1$ необходимо с помощью $У_3$ поддерживать достаточно низким. Внимательно рассмотрите методы, которые используются здесь для формирования выходных сигналов с нулевой постоянной составляющей из уровней КМОП, имеющих среднее значение +6,0 (НИЗКИЙ уровень — 0 В, ВЫСОКИЙ уровень — +12 В).

Описанный метод цифровой низкочастотной фильтрации последовательностей максимальной длины использован в генераторе шума Hewlett — Packard 3722A.

### 9.39. Проблема повторяемости

Несколько замечаний по поводу использования ПСДП, сформированных с помощью регистров сдвига, в качестве источника аналогового шума. На основе перечисленных выше трех свойств, которыми обладают регистры максимальной длины, можно было прийти к выводу о том, что выходной шум оказывается «недостаточно случайным» в том смысле, что он имеет точно заданное число проходов определенной длины и т. п. Настоящий случайный шум, образованный по принципу подбрасывания монеты, не будет иметь в начале последовательности ровно на одну единицу больше, чем в конце, так же как и не будет при конечной длине последовательности иметь абсолютно плоскую автокорреляционную функцию. Иными словами, если «нули» и «единицы», поступающие от регистра, использовать для управления случайным блужданием, перемещаясь на шаг вперед при «1» и на шаг назад при «0», то после завершения полного цикла регистра вы окажетесь смещенными ровно на один шаг по отношению к начальной точке, что, казалось бы, не свидетельствует о случайном характере процесса.

Однако рассмотренные выше свойства последовательностей, сформированных с помощью регистров сдвига, имеют место лишь в том случае, когда берется целиком вся последовательность, содержащая $2^n - 1$ бит. Если же брать лишь часть этой последовательности, то она фактически будет иметь такие же статистические свойства, какими обладает процесс бросания монеты. В качестве аналогии представьте себе, что вы случайным образом извлекаете красные и синие шары из урны, в которую предварительно было помещено $K$ шаров, из которых половина красных, а половина синих. Если это делать без возвращения вынутых шаров, то сначала их появление будет чисто случайным. По мере того, как число шаров в урне будет уменьшаться, статистика

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



будет меняться в соответствии с условием равенства общего количества красных и синих шаров.

Представление о том, каким образом это происходит, можно получить, рассматривая случайные блуждания. Если предположить, что единственное неслучайное свойство регистровой последовательности состоит в том, что число «единиц» точно равно числу «нулей» (пренебрегая дополнительной 1), можно показать, что при одинаковом и равном $K/2$ общем числе «единиц» и «нулей» после $r$ испытаний среднее смещение от начальной точки в результате случайных блужданий будет равно

$$X = [r\,(K - r)/(K - 1)]^{1/2}.$$

При полностью случайных блужданиях $X$ равно $r^{1/2}$, а коэффициент $(K-r)/(K-1)$ описывает эффект конечного содержимого урны. Поскольку $r \ll K$, случайность блужданий лишь незначительно уменьшается по сравнению с идеальным случаем (бесконечное содержимое урны), и рассматриваемые псевдослучайные последовательности вполне соответствуют этой модели.

Авторы рассматривали несколько тысяч случайных блужданий, вызванных ПСДП, каждое из которых имело в длину несколько тысяч шагов, и установили, что случайность, измеренная в соответствии с указанным простым критерием, является практически идеальной.

Конечно, тот факт, что генераторы ПСДП удовлетворяют этой простой проверке, не гарантирует того, что они будут удовлетворять и другим, более сложным критериям случайности, например при измерении корреляции более высокого порядка. Эти корреляционные зависимости также оказывают влияние на характеристики аналогового шума, полученного из такой последовательности путем фильтрации. Хотя амплитуда такого шума имеет гауссово распределение, здесь могут возникнуть корреляции амплитуды высоких порядков, не свойственные действительно случайным шумам. По этому случаю следует отметить, что «качество» шума может быть улучшено за счет увеличения количества выходов для подключения ОС (предпочтительное число равно $m/2$). Последовательный входной сигнал формируется в этом случае при помощи паритетного дерева.

Разработчикам генераторов шума следует знать о существовании КМОП-регистра переменной длины (от 1 до 64 разрядов) типа 4557. Для того чтобы получить $n$ точек подключения ОС, его, разумеется, нужно использовать в сочетании с регистром, имеющим параллельные выходы, как, например, 4015 или 74C164.

В разд. 7.19 обсуждался вопрос генерации шумов и рассматривался генератор «розового» шума, который использует интегральный регистр максимальной длины типа MM5837.

### 9.40. Цифровые фильтры

Последний пример затронул интересную тему, связанную с цифровой фильтрацией, а именно вопрос о формировании аналогового НЧ-

сигнала путем взвешенного суммирования 32 значений псевдослучайной последовательности, каждое из которых соответствует уровню напряжения 0 или +12 В. На вход этого «фильтра» поступает сигнал, который может иметь только два уровня напряжения. Вообще, то же самое можно сделать и при использовании на входе аналогового сигнала, если сформировать взвешенную сумму его значений ($x_i$), взятых через равные интервалы времени:

$$y_i = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k x_{i-k}.$$

Здесь $x_i$ представляют собой дискретные отсчеты входного сигнала, $h_k$ — весовые коэффициенты, а $y_i$ — выходной сигнал фильтра. В реальных условиях цифровой фильтр суммирует лишь конечное число значений входного сигнала, как это, например, имело место в рассмотренной схеме генератора помех, где использовались 32 члена. Каким образом выполняется такая операция, в схематической форме показано на рис. 9.74.

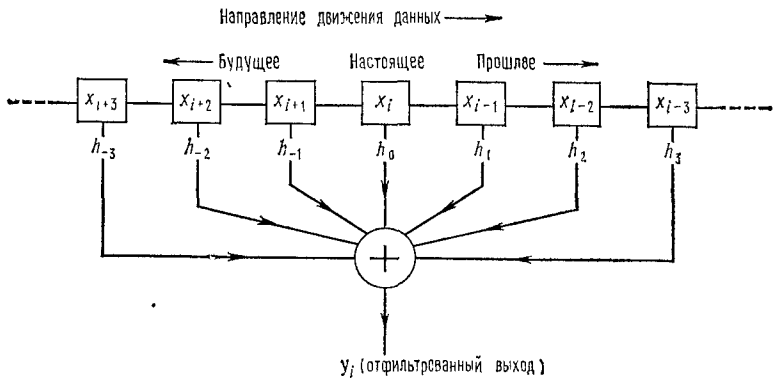



Рис. 9.74. Нерекурсивный цифровой фильтр.

Заметим одно интересное свойство этого фильтра: его можно сделать симметричным во времени, т. е. усредняющим в выходной точке, взятой в качестве текущего момента, как прошлую, так и будущую «историю». Реальные аналоговые фильтры могут, разумеется, лишь «смотреть в прошлое» и соответствуют цифровому фильтру, у которого весовые коэффициенты $h_k$ имеют ненулевые значения только при $k \geqslant 0$.

***Частотная характеристика симметричного фильтра.*** Можно показать, что частотная характеристика симметричного фильтра ($h_k = h_{-k}$) будет определяться следующим соотношением:

$$H(f) = h_0 + 2\sum_{k=1}^{\infty} h_k \cos 2\pi k f t_{\text{отс}},$$

где $t_{\text{отс}}$ — интервал между двумя отсчетами. Нетрудно заметить, что $h_k$ представляют собой коэффициенты разложения в ряд Фурье для

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



требуемой частотной характеристики. Это объясняет, почему в случае рассмотренной схемы генератора шума весовые коэффициенты были выбраны пропорциональными $(\sin x)/x$: они представляют собой коэффициенты Фурье для идеального заграждающего НЧ-фильтра. Фазовый сдвиг такого симметричного фильтра на любой частоте будет равен либо нулю, либо 180°.

***Рекурсивные фильтры.*** Можно создать интересный класс цифровых фильтров, если к поступающему на вход фильтра внешнему сигналу добавить свой собственный выходной сигнал. Таким образом мы получим фильтр с обратной связью. Фильтр подобного типа называется рекурсивным цифровым фильтром в отличие от рассмотренного выше нерекурсивного фильтра. Можно, например, сформировать выходной сигнал в соответствии со следующим соотношением:

$$y_i = Ay_{i-1} + (1-A)\,x_i.$$

Оно представляет собой характеристику низкочастотного фильтра, эквивалентного простейшему $RC$-фильтру при

$$A = e^{-\Delta t_{\text{отс}}/RC},$$

где $t_{\text{отс}}$ — интервал между последовательными отсчетами входного сигнала. Конечно, эта ситуация в силу дискретного характера отсчетов не идентична аналоговому НЧ-фильтру, воспринимающему аналоговый сигнал.

***Пример НЧ-фильтра.*** В качестве числового примера предположим, что требуется отфильтровать ряд числовых значений, обеспечивая затухание 3 дБ на частоте $f_{-3\text{дБ}} = 1/20\ t_{\text{отс}}$. Выбранная постоянная времени соответствует, таким образом, 20 последовательным отсчетам. В этом случае $A = 0{,}95123$, а выходной сигнал будет определяться соотношением $y_i = 0{,}95123\ y_{i-1} + 0{,}04877\ x_i$. При увеличении постоянной времени по сравнению с интервалом отсчета $t_{\text{отс}}$ эта характеристика приближается к характеристике реального НЧ-фильтра.

Такие фильтры используются для обработки данных, которые уже представлены в виде цифровых отсчетов, например массива информации в ЭВМ. В этом случае рекурсивная фильтрация будет представлять собой обычный шаг арифметической обработки единицы информации. Программа НЧ-фильтра на языке Фортран будет выглядеть следующим образом:

```
      A=EXP(-TS/TC)
      B=1.-A
      DO 10 I=2, N
10    X(I)=A*X(I-1)+B*X(I)
```

где X означает массив данных, TS — интервал между двумя отсчетами (т. е. $TS = 1/f_{\text{отс}}$), TC — выбранная постоянная времени. В идеальном случае $TC \gg TS$. Эта маленькая программа производит фильтрацию на

месте, т. е. заменяет исходные данные их отфильтрованным значением. Отфильтрованные данные можно, конечно, поместить и в отдельный массив.

***Коммутационный НЧ-фильтр.*** На рис. 9.75 показано, как можно построить такой же фильтр при помощи аппаратных средств.

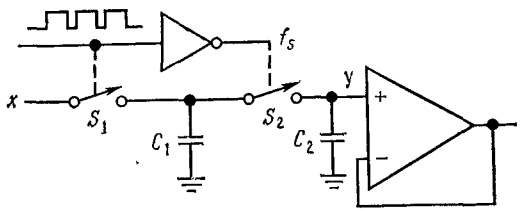



Рис. 9.75. Рекурсивный цифровой фильтр.

Ключи $S_1$ и $S_2$, выполненные на полевых транзисторах, коммутируются с некоторой тактовой частотой $f_{отс}$, периодически заряжая конденсатор $C_1$ до уровня входного напряжения и передавая затем его заряд конденсатору $C_2$. Если напряжение на $C_2$ равно $U_2$, а напряжение на $C_1$ равно $U_1$, то при подключении $C_1$ к $C_2$ напряжение на обоих конденсаторах будет определяться соотношением $U=(C_1U_1+C_2U_2)/(C_1+C_2)$, что эквивалентно рассмотренному выше рекурсивному НЧ-фильтру при

$$y_i=[C_2/(C_1+C_2)]\,y_{i-1}+[C_1/(C_1+C_2)]\,x_i.$$

Приравнивая эти коэффициенты выбранному выше значению $A$, получим

$$f_{3\,дБ}=(1/2\pi)\,f_{отс}\,\lg[(C_1+C_2)/C_2].$$

**Упражнение 9.6.** Покажите, что этот результат правилен.

Рассмотренная схема фильтра применяется на практике и обладает удобным свойством электронной настройки по частоте $f_{отс}$. В реальных схемах обычно используются КМОП-ключи, а емкость $C_1$ берется много больше $C_2$, поэтому сигнал управления ключами должен быть несимметричным и замыкать $S_1$ на более продолжительное время.

Приведенная схема представляет собой простой пример *коммутационного фильтра*, к которому относятся фильтры, построенные из набора коммутируемых конденсаторов. Они имеют периодическую частотную характеристику, что делает их удобными для использования в качестве гребенчатых и запирающих фильтров.

Для всех классических фильтров (Баттерворта, Чебышева и т. п.) можно построить их приближенные дискретные аналоги в форме НЧ, ВЧ, полосовых и заграждающих фильтров, как симметричных во времени, так и обладающих истинным временем запаздывания. Такие фильтры очень удобны при обработке квантованной цифровой информации и, безусловно, имеют большое будущее.

***Формирование синусоидального сигнала цифровым способом.*** С нерекурсивной цифровой фильтрацией связан интересный способ получения синусоидального сигнала путем взвешенного суммирования выходов счетчика Джонсона (или кольцевого счетчика). Как это делается, иллюстрирует схема на рис. 9.76, в которой использован 8-разрядный регистр сдвига с параллельными выходами типа 4015. Если на вход регистра подать проинвертированный выход последней ячейки, то получится счетчик Джонсона, который проходит через 16 состояний (в общем случае для $n$-разрядного регистра сдвига число состояний равно $2n$). Начиная с нулевого состояния, регистр слева направо заполняется «единицами». После того как «единицы» будут записаны во все разряды, в регистр начнут записываться «нули» и т. д. Показанная схема позволяет получить 8-уровневую аппроксимацию с частотой, равной $1/16\,f_{такт}$, и имеющую ненулевой член искажения на 15 гармонике, имеющей затухание 24 дБ (считая резисторы идеальными).

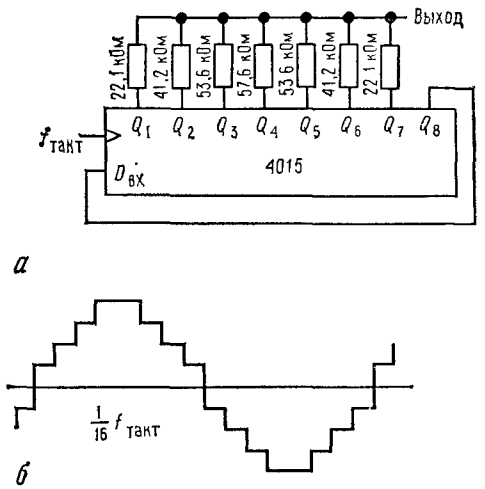



Рис. 9.76. Цифровой генератор синусоидальных сигналов.

## СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

### 9.41. Удачные схемы

На рис. 9.77 дано несколько примеров сопряжения логических и линейных устройств.

### 9.42. Негодные схемы

На рис. 9.78 приводятся грубые ошибки, часто совершаемые при сопряжении различных устройств. Попытайтесь для каждого случая выяснить, в чем состоит ошибка и как ее устранить.

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

**(1)** Постройте схему, индицирующую кратковременное исчезновение напряжения питания (+5 В). Схема должна иметь кнопку СБРОС и светодиод для индикации НЕПРЕРЫВНОГО ПИТАНИЯ. Питание схемы должно производиться от источника +5 В.

**(2)** Почему нельзя построить ЦАП на $2n$ разрядов, суммируя выходы двух $n$-разрядных ЦАП по закону $(ВЫХ_1+ВЫХ_2/2^n)$?

**(3)** Убедитесь в том, что максимальное значение сигнала на выходе генератора псевдослучайного шума на рис. 9.73 действительно составляет ±4,34 В.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(4) Для управления экспериментом используется программируемый калькулятор, к которому подключены различные исполнительные и измерительные устройства (рис. 9.79). Калькулятор дает приращения находящимся под его управлением переменным (например, длине волны излучения, поступающего от монохроматора) и обрабатывает соответствующие измерения (например, количество переданного света, скор-

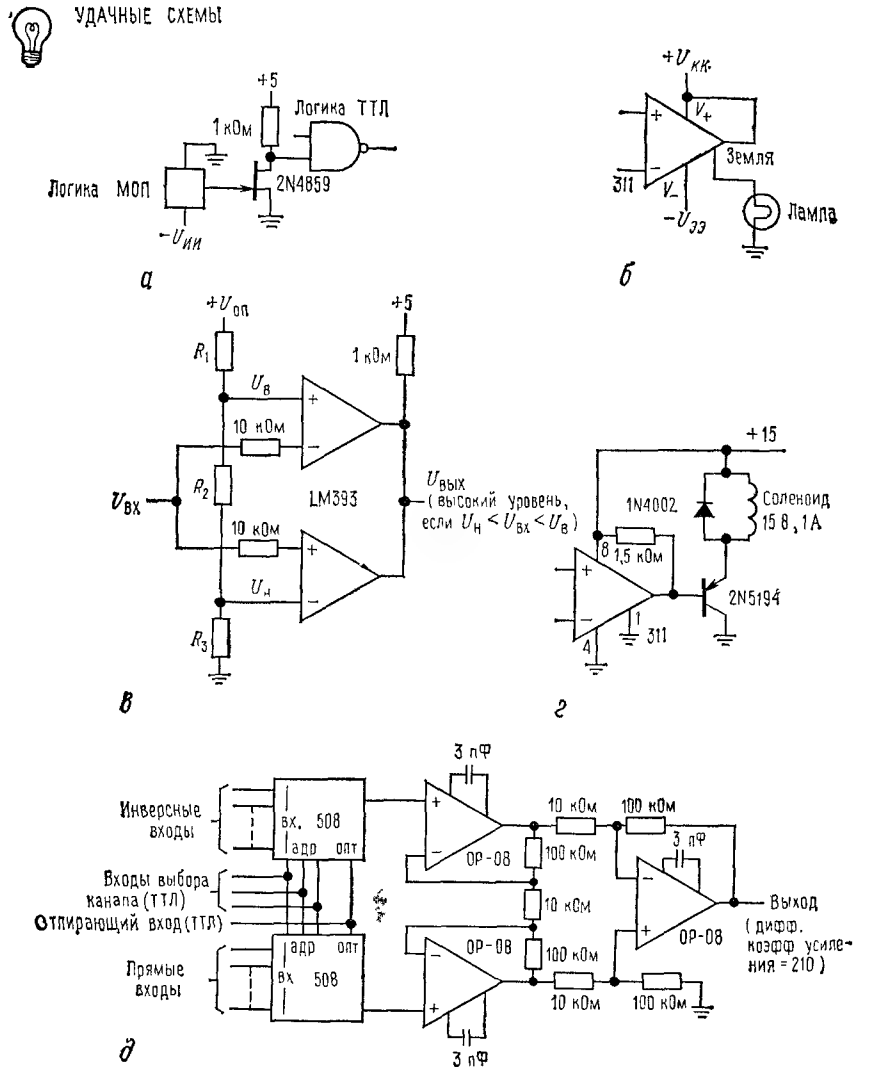



Рис. 9.77.

*а* — преобразователь отрицательных уровней в уровни ТТЛ; *б* — управление нагрузкой, подключенной на землю; *в* — амплитудный дискриминатор; *г* — схема управления соленоидом; *д* — 8-канальный мультиплексор с дифференциальным входом.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



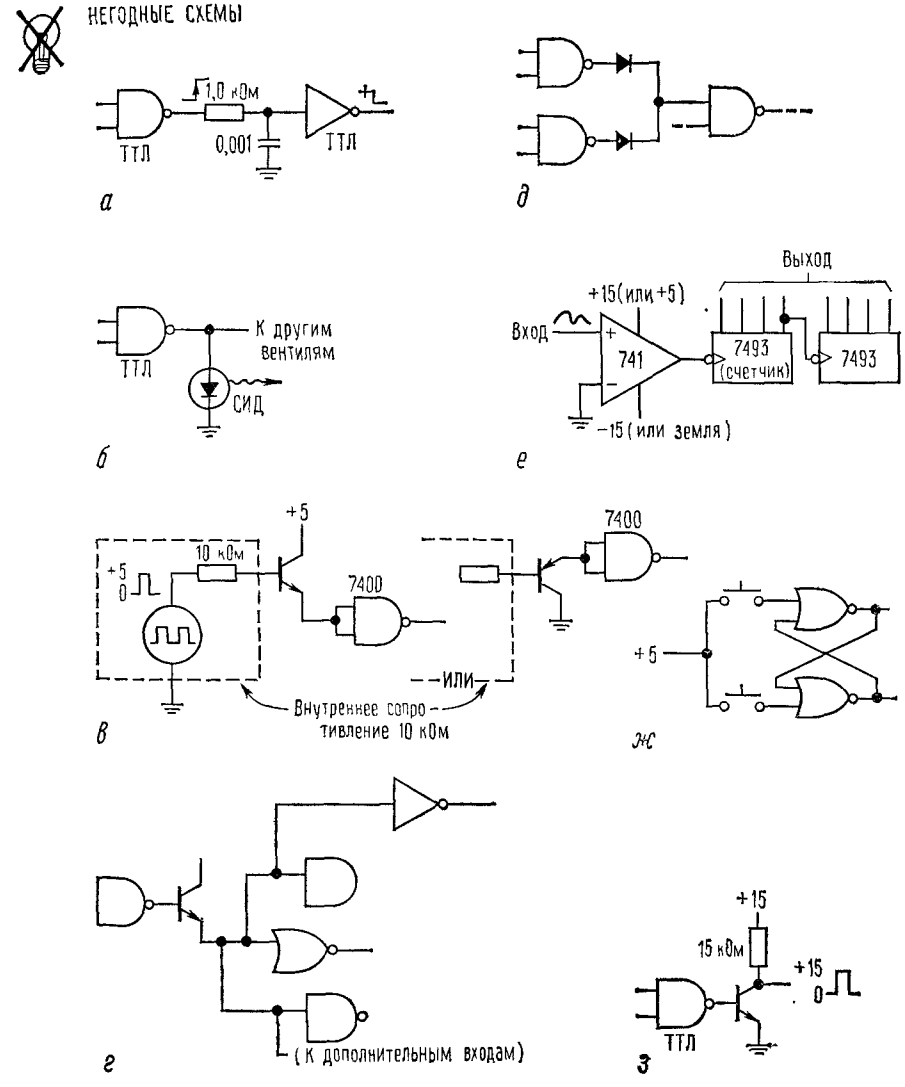



Рис. 9.78.

*а* — формирователь задержанного фронта; *б* — индикатор логического состояния; *в* — сопряжение элемента ТТЛ с высокоомным выходом (две неудачные схемы); *г* — повышение нагрузочной способности элемента ТТЛ с помощью повторителя; *д* — проводное ИЛИ на вентилях с активной нагрузкой; *е* — счетчик пересечений нуля; *ж* — RS-триггер; *з* — сопряжение элемента ТТЛ со схемами высоких уровней.

ректированное для известной чувствительности детектора). В результате образуются пары значений $x$, $y$. Задача состоит в том, чтобы построить схему, с помощью которой эти пары значений могли бы быть выведены на аналоговый самописец.

Калькулятор вводит каждую пару значений $x$, $y$ в виде двух 3-значных двоично-десятичных символов. Для того чтобы сократить необходимое количество соединений, каждый раз передается одна цифра выводимого числа (битовый вывод — параллельный, символьный — последовательный) в сопровождении двух адресных разрядов. Импульс «данные действительны» сообщает о том, что данные и адрес выведены на шину и могут быть восприняты. Потенциальный сигнал $x'/y$ сообщает о том, какому числу принадлежит выводимый символ ($x$ или $y$). Это показано на рис. 9.79.

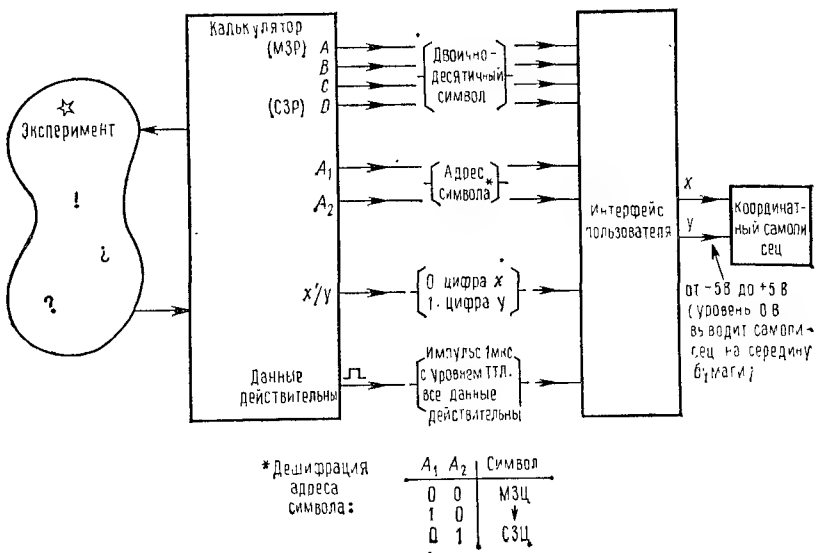



Рис. 9.79.

Данные передаются в следующем порядке: $x_n$(МЗЦ), . . ., $x_n$(СЗЦ), $y_n$(МЗЦ), ..., $y_n$(СЗЦ), поэтому известно, что законченная пара $x$, $y$ будет получена после приема СЗЦ числа $y$ ($A_1=0$, $A_2=1$, $x'/y=1$). В этой точке нужно скорректировать цифры, которые воспринимает ваш ЦАП (не корректируйте их по одной каждый раз).

Используемым элементам не нужно присваивать номера конкретных ИМС. Дайте им лишь общие обозначения, например $D$-триггер, или дешифратор «1—10». Не забудьте с помощью маленьких кружочков указать, где используются инверсные входы и выходы. Считайте, что в вашем распоряжении имеется ЦАП, который воспринимает три двоично-десятичных символа на входах, совместимые с уровнями ТТЛ, и обеспечивает выходной токовый сигнал, изменяющийся от 0 до 1 мА при изменении входного числа от 000 до 999. Поскольку для двухкоординатного графопостроителя отклонение полной шкалы составляет 10 В, ток нужно будет преобразовать в напряжение. Введите дополнительное усложнение, считая, что выходной сигнал ЦАП может меняться в пределах лишь 1 В

# Глава 10

# МИНИ-ЭВМ

## МИНИ-ЭВМ, МИКРО-ЭВМ И МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Наличие сравнительно недорогих (5000 долл.) малых ЭВМ дало возможность управлять экспериментами и технологическими процессами, производить сбор данных и выполнять расчеты непосредственно под управлением вычислительной машины. Малые ЭВМ широко используются в лабораторных и промышленных установках, а поэтому знание их возможностей, языков программирования и интерфейсных требований становится неотъемлемой частью прикладной электроники.

Под термином мини-ЭВМ мы будем иметь в виду малую вычислительную машину, центральный процессор (ЦП) которой выполнен на ИМС средней и большой степени интеграции и занимает обычно одну или несколько больших плат. Что касается микро-ЭВМ, то она представляет собой вычислительную машину, у которой ЦП состоит из небольшого числа (часто только одной) ИМС большой степени интеграции (БИС). Сам кристалл (или набор кристаллов) ЦП носит название микропроцессора. Возможности мини-ЭВМ и микропроцессоров в значительной степени совпадают, хотя микропроцессоры, имеющие небольшое число кристаллов памяти и ввода/вывода, чаще всего используются в блоках управления технологическими процессами или измерительными приборами, в то время как мини-ЭВМ обычно находят применение в тех случаях, когда необходимо иметь более мощные вычислительные и периферийные возможности и высокое быстродействие. Микропроцессор в сочетании с несколькими стандартными блоками и постоянным запоминающим устройством (ПЗУ) способен заменить сложные логические схемы, содержащие вентили и триггеры, а также может выполнять функции аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Все эти возможности следует рассматривать всякий раз, перед тем как приступить к работе над большим проектом. Микропроцессоры в сочетании с большим количеством блоков памяти и периферийных устройств образуют микровычислительные системы, которые благодаря своим возросшим возможностям стали составлять серьезную конкуренцию большим и мини-ЭВМ в сфере их традиционного применения — решения сложных расчетных задач. Действительно, слова «мини-ЭВМ» и «микро-ЭВМ» используются сейчас повсюду, причем в ряде случаев различия между ними определяются скорее физическими размерами ЭВМ или числом периферийных устройств, чем степенью интеграции, используемой в блоке ЦП.

В данной главе мы рассмотрим архитектуру, программирование и интерфейсы мини-ЭВМ и на простых практических примерах пока-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

жем, как к ним подключаются периферийные устройства. Большинство введенных здесь понятий будут использоваться также и в следующей главе, в которой мы приступим к подробному обсуждению вопросов выбора и построения различных систем на базе микропроцессоров. Вообще говоря, что касается мини-ЭВМ (и до некоторой степени микро-ЭВМ), то построение собственно вычислительной машины (включающее в себя интегрирование памяти и системы управления вводом/выводом), а также разработка системного программного обеспечения и сервисных программ обычно осуществляются изготовителем. Пользователь же должен позаботиться только о сопряжении нестандартного оборудования и о составлении прикладных программ. В противоположность этому в системах со встроенным микропроцессором выбор типа памяти, внутрисистемных связей и программирования должен обычно выполняться разработчиком системы. Изготовители мини-ЭВМ обычно поставляют обширное системное и сервисное программное обеспечение в виде части законченной вычислительной системы (включающей периферийные устройства), в то время как изготовители микро-ЭВМ (т. е. изготовители полупроводников),как правило, видят свою основную задачу в разработке и сбыте кристаллов микропроцессора и сопутствующих блоков. В связи с этим в данной главе мы рассмотрим архитектуру и программные средства ЭВМ, останавливаясь более подробно на вопросах внутренних связей и сопряжения с внешними устройствами.

## 10.1. Архитектура ЭВМ

Хотя различные ЭВМ функционируют различным образом, существует обобщенная структура, типичная для большинства вычислительных машин, которая приводится на рис. 10.1. Рассмотрим этот рисунок слева направо.

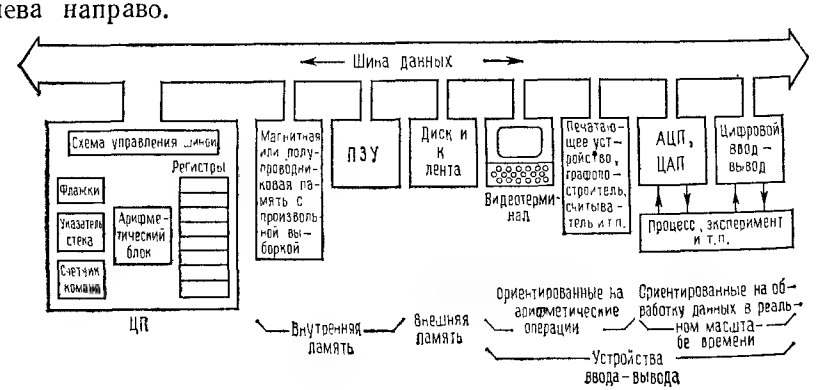



Рис. 10.1. Блок-схема лабораторной ЭВМ.

***Центральный процессор.*** Блок центрального процессора (ЦП) представляет собой ядро вычислительной машины. В процессе вычислений, выполняемых в ЦП, ЭВМ оперируют отрезками данных, организованных в форме машинных «слов». Длина слова может изменяться от 4 до 32 и более бит, причем в современных мини-ЭВМ наиболее часто используются 16-разрядные слова. Восемь бит образуют один байт. Иногда используются полубайты, равные четырем битам. В состав центрального процессора входит арифметический блок, который может выполнять такие операции, как сложение, дополнение, сравнение, перемещение, сдвиг и т. д. над данными, которые хранятся в регистрах или во внутренней памяти машины. Программный счетчик содержит номер текущей ячейки выполняемой программы. После каждой операции его содержимое нормально увеличивается на единицу, однако может принимать и новое значение по команде условного или безусловного перехода. Схема управления шиной обеспечивает связь центрального процессора с памятью и с устройствами ввода/вывода. Большинство ЭВМ имеет также стековый регистр (ниже он будет рассмотрен более подробно) и регистр условий, или флажков (переноса, нуля и знака), которые проверяются при выполнении команды условного перехода.

***Внутренняя (оперативная) память.*** В состав любой ЭВМ входит быстродействующее запоминающее устройство с произвольной выборкой (ЗУПВ), которое выполняется на магнитных или полупроводниковых элементах. В больших мини-ЭВМ объем оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) может достигать 128К 16-разрядных слов и более, однако наиболее распространенной является величина 32К. (При описании объема памяти К означает не 1000, а 1024, или $2^{10}$, поэтому 64К слов памяти в действительности равны 65 536 словам. Строчная буква к иногда используется для обозначения множителя 1000.) Запись и чтение информации в такой памяти можно производить за 1 мкс и даже быстрее. Магнитная память является неразрушаемой (после выключения питания информация сохраняется), в то время как полупроводниковая память разрушаема (когда питание перестает подаваться, информация стирается). Некоторые ЭВМ, в частности встроенные микропроцессорные системы,используют постоянные запоминающие устройства (ПЗУ), которые всегда являются неразрушаемыми и служат для хранения часто используемых программ. Почти все современные ЭВМ хранят в ПЗУ по крайней мере одну программу, которая предназначена для начальной загрузки, т. е. для запуска машины при первоначальном включении питания, когда в ОЗУ еще ничего не записано.

Для того чтобы записать или считать информацию в памяти, ЦП адресуется к требуемому слову. В большинстве ЭВМ адресация к памяти производится *словами*, при этом она начинается со слова «0» и проходит все значения до последнего слова, содержащегося в ОЗУ. В некоторых ЭВМ адресация к машинным словам производится *байтами* (8-разрядными группами), что дает преимущество при операциях с символами (буквами, цифрами и т. п.), так как один символ обычно



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

занимает один байт. В машинах с большим объемом памяти для того, чтобы задать адрес любой ячейки, могут потребоваться два или даже три байта. Поскольку в реальной программе большинство обращений производятся последовательно к соседним ячейкам, все ЭВМ имеют упрощенные адресные режимы. К этим режимам относятся: «относительная» адресация, которая определяет адрес в соответствии с его расстоянием от текущей команды, «индексная» адресация, использующая содержимое регистра, которое указывает ячейку памяти, «страничная» адресация, которая использует укороченные адреса для обращения к ячейкам памяти внутри небольшой области (страницы), и «непосредственные» команды, которые всегда обращаются к следующему слову.

Во время исполнения программы команды и данные хранятся в ОЗУ. Центральный процессор отыскивает команды в памяти, определяет их значение и выполняет соответствующие действия, часто используя при этом данные, которые хранятся в какой-то другой области памяти. ЭВМ общего назначения хранит программы и данные в одном и том же ОЗУ и фактически даже не знает, как отличить одно от другого. Если программа работает неправильно и считывает вместо команды данные или наоборот, то могут происходить забавные вещи.

***Внешние накопители.*** ЭВМ, предназначенные для создания программ или выполнения расчетов, в отличие от встроенных управляющих процессоров обычно имеют один или несколько носителей информации «массовой памяти», т. е. внешней памяти большого объема. Такие носители, в качестве которых обычно используются жесткие или гибкие магнитные диски или магнитные ленты, могут хранить информацию от нескольких сотен тысяч (гибкие диски) до нескольких миллионов байтов (жесткие диски, ленты). Большие жесткие диски могут иметь объем памяти до 200 млн. байт. Обычно носители информации внешних ЗУ имеют малое быстродействие, причем самым медленным и дешевым носителем является магнитная лента, время обращения к которой достигает несколько секунд и более. Наиболее быстрыми и дорогостоящими являются жесткие диски, время обращения к которым составляет величину порядка нескольких миллисекунд. После того как данные размещены в памяти, передача их происходит быстро, типичное значение скорости составляет 10 000—100 000 байт в секунду. Программы, файлы данных, файлы диаграмм обычно хранятся в массовом ЗУ того или иного типа и вводятся в ЗУПВ только при выполнении вычислений. На одном диске могут одновременно держать свои программы многие пользователи: большой диск может вместить в себя целую Британскую Энциклопедию.

***Ввод/вывод буквенно-цифровой информации.*** Хорошо, если есть мощная ЭВМ, которая за одну секунду может производить миллионы сложных вычислений, однако от нее будет очень мало пользы, если все свои результаты она будет держать «про себя». Связь между человеком и машиной осуществляется с помощью различных периферийных устройств, которые составляют неотъемлемую часть любой вычислительной системы. К числу периферийных устройств относятся буквенно-цифровые видеотерминалы (экранный пульт с клавиатурой), построчно-печатающие устройства, графопостроители или графические видеотерминалы и т. д. Эти устройства главным образом ориентированы на программирование и обработку числовой информации. С их помощью составляют и отлаживают программы, получают распечатки, вводят данные, играют в космическую войну и получают результаты. Перечисленные периферийные устройства вместе с соответствующими интерфейсными блоками можно приобрести у многих поставщиков, включая изготовителей ЭВМ (основной стойки).



***Ввод/вывод в реальном времени.*** Для управления экспериментом или технологическими процессами, при регистрации данных, а также в случае каких-либо необычных приложений, таких, как, например, синтез речи или музыки, необходимо иметь преобразователи аналоговой информации в цифровую и наоборот, которые могли бы взаимодействовать с машиной в «реальном масштабе времени», т. е. по мере возникновения событий. Здесь имеется практически неограниченный выбор, для многих применений можно порекомендовать универсальный комплект коммутируемых АЦП, ряд быстродействующих ЦАП и некоторые цифровые «порты» для обмена цифровой информацией. Эти периферийные устройства общего назначения выпускаются промышленностью для широкого потребителя. Если же требуются какие-то нестандартные свойства, как, например, улучшенные характеристики (повышенное быстродействие, большое число каналов) или наличие специализированных функций (генерация звуковых сигналов, частотный синтез, формирование временных интервалов и т. д.), то обеспечивать их придется самому пользователю. Для этого необходимо знать способы сопряжения внешних устройств с шиной ЭВМ, а также технику программирования (последнее, правда, полезно в любом случае).

***Шина данных.*** Для обеспечения связи между ЦП и различными периферийными устройствами во всех ЭВМ имеется шина, которая представляет собой совокупность линий, являющихся общими для всех подключенных к ней устройств и служащих для обмена цифровыми словами. (В принципе многие шины позволяют также осуществлять связь и *между* различными периферийными устройствами, однако эта возможность используется нечасто.) Нередко та же самая шина используется для связи блока ЦП с оперативной памятью. Применение общей шины в значительной степени упрощает внутренние связи, и, если вы немножко позаботитесь о конструировании и применении шины, у вас не будет никаких проблем.

Шина состоит из группы информационных линий (обычно этих линий столько, сколько разрядов имеет машинное слово — 4, 8 или 16 для микро-ЭВМ и 16, 24 или 32 для большинства мини-ЭВМ), нескольких адресных линий (АДР), которые определяют, кто на линии

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

должен «говорить», а кто «слушать», и группы управляющих линий (УПР), с помощью которых задается выполняемое действие (передача данных в ЦП или из него, обработка в режиме прерывания, передача информации по каналу прямого доступа в память (ПДП) и т. д.) Все информационные линии, а также и некоторые другие являются «двунаправленными». Для их возбуждения используются вентили с открытым коллектором или с тремя состояниями. В первом случае к каждой линии (обычно на конце) подключается нагрузочный резистор, который служит также в качестве согласующего сопротивления линии, подавляющего отраженный сигнал (см. разд. 13.09). При использовании вентилей с тремя состояниями подключение внешней нагрузки не требуется, однако, если линия имеет большую протяженность, согласование все же может оказаться необходимым.

Такое использование вентилей с открытым коллектором или с тремя состояниями не следует путать с монтажным ИЛИ. При нормальной работе в каждый момент времени данные на шину подает только одно устройство, а схемы с открытым коллектором или с тремя состояниями используются здесь лишь для того, чтобы другие устройства могли отключить свои шинные формирователи (линейные передатчики). Каждая ЭВМ имеет жестко регламентированный протокол, который определяет, какое устройство и в какой момент времени будет выводить данные на шину. Если этого не сделать, то возникнет полная неразбериха, когда все устройства, если можно так выразиться, «будут кричать одновременно». (Люди, имеющие дело с ЭВМ, не в состоянии воспрепятствовать «очеловечиванию» вычислительных машин, периферийных устройств и т. д. С инженерами, всю жизнь возящимися с триггерами и вентилями, дело обстоит еще хуже. Естественно, авторы тоже не составляют исключения.) Между шинами различных ЭВМ существует одно важное различие: они могут быть *синхронными* либо *асинхронными*. Оба типа в настоящее время широко используются в мини-ЭВМ. Что это в действительности означает, будет видно при подробном рассмотрении передачи данных по шине.

## СИСТЕМА КОМАНД ЭВМ

### 10.2. Язык ассемблера и машинный язык

Для того чтобы сделать понятной оставшуюся часть главы, рассмотрим гипотетическую ЭВМ, использующую 16-разрядные машинные слова. Эту машину мы назовем МС-16, наделим ее простым набором команд и шиной ввода/вывода, а затем рассмотрим на ней несколько примеров программирования и сопряжения с внешними устройствами. Эти примеры помогут проследить идею программирования на уровне «машинного языка», которое в корне отличается от программирования на языке высокого уровня, таком, как, например, Фортран. Поскольку аналогичным образом работают и реальные машины, знакомство с данной главой облегчит читателю изучение документации на различные ЭВМ.



Для начала определим, что представляет собой слово на языке *ассемблера*. Как отмечалось выше, ЦП вычислительной машины интерпретирует слова программы в качестве команд ЭВМ и выполняет назначенные задания. «Машинный язык» и состоит из набора этих команд, каждая из которых может занимать одно или несколько машинных слов. Например, приращение на единицу содержимого регистра будет представлять собой команду в одно слово (однооперандную команду), в то время как сложение содержимого ячейки памяти с содержимым регистра является двухоперандной командой, в которой первое слово задает выполняемую операцию, а второе определяет ячейку памяти. К сожалению, не существует какого-либо стандартного машинного языка, поскольку различные ЭВМ используют различные языки. Программирование на *машинном языке* представляет собой очень утомительную работу, так как здесь приходится иметь дело со столбцами двоичных чисел, в которых каждый бит должен быть абсолютно правильным. Для того чтобы облегчить эту задачу, изготовителями ЭВМ поставляется программа, называемая *ассемблером*. Ассемблер позволяет составлять программы, используя для обозначения команд и символьных имен легко запоминающуюся мнемонику. Символьные имена выбираются программистом и служат для обозначения ячеек памяти и переменных. Программа, составленная на языке ассемблера, фактически представляющая собой не более чем ряд загадочных строчек из букв и чисел, обрабатывается затем с помощью другой программы, называемой *ассемблером*, в результате чего формируется программа на машинном языке («объектный код»), которая может быть выполнена с помощью ЭВМ. Каждая строчка на языке ассемблера преобразуется в несколько слов (от одного до четырех) на машинном языке. Для конкретности рассмотрим язык ассемблера МС-16 и выполним несколько примеров.

### 10.03. Набор команд МС-16

МС-16 использует 16-разрядные слова, один 16-разрядный аккумулятор (или «регистр») с разрядом переноса и следующий набор команд на языке ассемблера:

| Команда | | Значение команды | Описание операции |
|---|---|---|---|
| STA | m | занести в память содержимое аккумулятора (АК) | АК ⟶ (m); АК не изменяется |
| LDA | m | загрузка в аккумулятор | (m) ⟶ АК; (m) не изменяется |
| ADD | m | сложение | АК+(m) ⟶ АК; (m) не изменяется |
| SUB | m | вычитание | АК—(m) ⟶ АК; (m) не изменяется |
| AND | m | коньюнкция | АК И (m) ⟶ АК (поразрядно); (m) не изменяется |
| OR | m | дизъюнкция | АК ИЛИ (m) ⟶ АК (поразрядно); (m) не изменяется |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

| | | | |
|---|---|---|---|
| ISZ | m | приращение на 1 и переход, если 0 | (m)+1 ⟶ (m); переход к следующей команде, если результат нулевой |
| DSZ | m | уменьшение на 1 и переход, если 0 | (m)−1 ⟶ (m); переход к следующей команде, если результат нулевой |
| COM | | дополнение | дополнение АК до 1 (инверсия) ⟶ АК |
| NEG | | отрицание | отрицание (дополнение АК до 2) ⟶ АК |
| CLR | | очистка | 0 ⟶ АК |
| SHL | | сдвиг влево | содержимое АК «циклически» сдвигается влево на 1 бит |
| SHR | | сдвиг вправо | содержимое АК «циклически» сдвигается вправо |
| JMP | метка | безусловный переход | переход к команде с «меткой» |
| JZ | метка | переход, если нуль | переход к команде с «меткой», если АК=0 |
| JNZ | метка | переход, если не нуль | переход к команде с «меткой», если АК≠0 |
| JPL | метка | переход по плюсу | переход к команде с «меткой», если АК≥0 |
| JMI | метка | переход по минусу | переход к команде с «меткой», если АК<0 |
| JCA | метка | переход по переносу | переход к команде с «меткой», если бит переноса=1 |
| JNC | метка | переход по переносу | переход к команде с «меткой», если бит переноса=0 |
| IN | устр | ввод | чтение с устройства «устр» в АК |
| OUT | устр | вывод | вывод данных из АК в устройство «устр» |
| JSR | подпр | переход к подпрограмме | переход к подпрограмме «подпр» |
| IQ | | запрос на прерывание | адрес устройства, запросившего прерывание ⟶ АК |
| IE | | включить прерывания | разрешение прерываний |
| ID | | отключить прерывания | запрещение прерываний |

Несколько пояснений: символ (*m*) означает «содержимое ячейки памяти с адресом *m*», а не адрес этой ячейки. Например, команда:

LDA 1000

означает: «взять число из ячейки памяти с номером 1000 и занести его в аккумулятор». По команде «циклический сдвиг» все разряды операнда сдвигаются на одну позицию, причем последний разряд переходит по кольцу в противоположный конец регистра. В сдвиге участвует разряд переноса, вместе с которым аккумулятор образует 17-разрядный регистр сдвига. Таким образом, при циклическом сдвиге влево каждый разряд аккумулятора смещается на одну позицию влево, при этом содержимое разряда переноса загружается в младший значащий разряд (МЗР), а старший значащий разряд (СЗР) попадает в позицию разряда переноса. Команда JSR выполняет переход к подпрограмме с меткой «подпр» и помещает адрес возврата в первую ячейку подпрограммы, т. е. в ячейку «подпр» (в больших машинах вместо этого для хранения адреса возврата при вызове подпрограммы используется «стек» [магазин]. В этом случае для хранения переменных может быть использован другой стек. Такая организация позволяет сделать подпрограмму перезапускаемой, т. е. дает ей возможность обращаться *к самой себе*,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



а также к подпрограмме, которая ее вызывала). Наконец, перед любой отсылкой к памяти (*m*, метка, подпр) может стоять символ «@», означающий косвенную адресацию. Например, команда

LDA @const

означающая «идти к ячейке const», читает содержимое этой ячейки, а затем переходит к ячейке, которая определяется этим содержимым, и уже содержимое последней заносит в аккумулятор, т. е.

((const)) ⟶ АК.

## 10.04. Пример программирования

Для того чтобы получить представление о том, чем программирование на языке ассемблера отличается от программирования на более известных языках высокого уровня, например Бейсике или Фортране, рассмотрим пример.

Предположим, что число *N* должно увеличиваться на 1, в случае если оно равно другому числу M. Эта операция является типичным элементарным шагом в более крупной программе и на языке Фортран выполняется с помощью одной команды.

IF(N. EQ. M)N=N+1

На языке МС-16 это делается с помощью программы 10.1. Программа ассемблера преобразует этот набор мнемонических символов в команды на машинном языке, используя для каждой строки одно или два машинных слова. Перед выполнением программы результирующий машинный код записывается в последовательные ячейки памяти. Заметьте, что в программе необходимо определить ячейки для хранения двух переменных и единичной константы (в этом случае перед командой записывается символьное имя и двоеточие). Для пометки команд можно также использовать символьные метки (в данном примере метка NEXT). Обычно так делается только в том случае, когда есть переход к данной ячейке (JNZ NEXT). Давая определенным ячейкам понятные вам содержательные имена и добавляя комментарии (отделенные

```
        LDA N       ; получить n
        SUB M       ; вычесть m
        JNZ NEXT    ; проверить N=M?
        LDA N       ; да, снова получить n
        ADD C1      ; прибавить единицу
        STA N       ; запомнить результат
NEXT:   •           ; продолжение программы
        •
        •           ; последний исполняемый оператор
N:      0           ; здесь хранится переменная n
M:      0           ; здесь хранится переменная m
C1:     1           ; константа 1
```

Программа 10.1

точкой с запятой), вы существенно упростите себе работу и получите возможность разобраться в том, что было написано неделю назад. Программирование на языке ассемблера может оказаться достаточно трудоемким, однако оно часто используется для составления коротких подпрограмм, к которым обращаются программы на языках высокого уровня при управлении вводом и выводом информации. Программы на ассемблере выполняются быстрее, чем программы, компилированные с языков высокого уровня, и по этой причине он используется также в тех случаях, когда важным фактором является быстродействие (например, при глубоком вложении циклов в громоздком расчете). В любом случае нельзя по-настоящему понять принципы сопряжения ЭВМ с внешними устройствами, не представляя себе природу организации ввода/вывода на языке ассемблера. Соответствие между мнемоническим языком ассемблера и машинным языком исполняемых команд рассматривается в разд. 11.4 на примере программирования микро-ЭВМ 8085.

## СИГНАЛЫ ШИНЫ И СОПРЯЖЕНИЕ С ВНЕШНИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Шина типовой 16-разрядной мини-ЭВМ содержит порядка 50 сигнальных линий, служащих для передачи данных, адресов и сигналов управления. Чтобы понять принципы ее построения, попробуем построить типовую шину, начав с выбора сигнальных линий, необходимых для обеспечения обмена данными в простейшей форме (под управлением программы), и вводя дополнительные сигнальные линии по мере необходимости. Для того чтобы сделать предмет более понятным и интересным, в процессе рассмотрения дадим несколько полезных примеров.

### 10.05. Основные сигналы шины: данные, адрес, строб

Простейшая шина ввода/вывода должна иметь линии данных (ДАННЫЕ) (для передачи данных), линии адреса (АДР) (для идентификации устройства ввода/вывода) и несколько линий для стробов (СТРОБ), которые сообщают о том, что данные выведены на шину. Для повышения быстродействия шина ДАННЫЕ обычно имеет столько линий, сколько разрядов содержится в машинном слове, что позволяет передавать сразу целиком все слово. Число адресных линий зависит от того, используется ли эта шина также для адресации к внутренней памяти. В ЭВМ PDP-11, в которой одна и та же шина служит для выполнения всех операций, имеется 18 адресных линий. В то же время в машине типа NOVA, которая имеет отдельную шину памяти, шина ввода/вывода содержит только 6 адресных линий, что позволяет использовать для обращения к внешним устройствам до 64 кодов. Собственно передача данных синхронизируется с помощью импульсов, которые поступают по дополнительным стробирующим линиям. Стробирование может быть выполнено двумя способами: либо с помощью



разделенных линий ВВОД и ВЫВОД, служащих для синхронизации передачи данных в соответствующем направлении, либо при помощи одной линии СИНХР и одной линии ВВОД/ВЫВОД. В последнем случае направление передачи определяется уровнем сигнала на линии ВВОД/ВЫВОД, а синхронизация осуществляется импульсом СИНХР.

### 10.06. Передача данных под управлением программы: вывод

Простейший метод обмена данными по шине ЭВМ носит название программы ввода/вывода. Это означает, что данные передаются с помощью программных операторов IN (ВВОД) или OUT (ВЫВОД) (направления ВВОДА и ВЫВОДА относятся к той небольшой категории вещей, относительно которых среди изготовителей ЭВМ существует согласие: ВВОД всегда означает передачу в направлении *к* ЦП, а ВЫВОД — в направлении *из* ЦП). Весь процесс вывода данных представляет собой предельно простую и понятную операцию: центральный процессор подает на соответствующие линии общей шины адрес приемника и передаваемые данные. По истечении выдержки времени (нескольких сотен наносекунд), достаточной для того, чтобы адрес мог быть дешифрован соответствующей схемой приемника, ЦП вырабатывает импульс ВЫВОД: при этом информация на линиях ДАННЫЕ и АДР действительна на интервале, который начинается за 250 нс до возникновения этого импульса и заканчивается через 250 нс после его снятия (в некоторых ЭВМ достоверность ДАННЫХ и АДРЕСА на *обоих* фронтах стробирующего импульса не гарантируется). Для того чтобы установить связь по шине, периферийное устройство (в рассматриваемом случае графический дисплей) анализирует состояние линий ДАННЫЕ и АДР. После обнаружения своего адреса оно считывает данные с информационных линий в буферный регистр, используя в качестве тактирующего сигнала импульс ВЫВОД. Для вывода данных больше никаких действий не требуется.

Рассмотрим пример, приведенный на рис. 10.2. Здесь показана схема графического дисплея, причем регистру X присвоен адрес 112, а регистру Y — адрес 113. Схема 8131 представляет собой 6-разрядный адресный компаратор, который вырабатывает на выходе НИЗКИЙ уровень, когда 6 старших разрядов $A_2$—$A_7$ совпадают с сигналами на эталонных входах, т. е. когда на шине АДР присутствуют адреса 112—115 (здесь можно было бы использовать и вентили, но применение адресного компаратора позволяет сделать схему более компактной). В интерфейсных схемах каждому периферийному устройству обычно присваивается несколько последовательных адресов, которые используются для обращения к различным регистрам, как это и сделано в рассмотренном примере. Остальные адресные разряды дешифруются при помощи 3-входовых схем ИЛИ-НЕ, которые вырабатывают ВЫСОКИЙ уровень на индивидуальных адресных выходах 112 и 113 (другой способ дешифрации адреса будет описан ниже). Эти сигналы открывают схемы И, которые тактируют 6-разрядные D-регистры

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

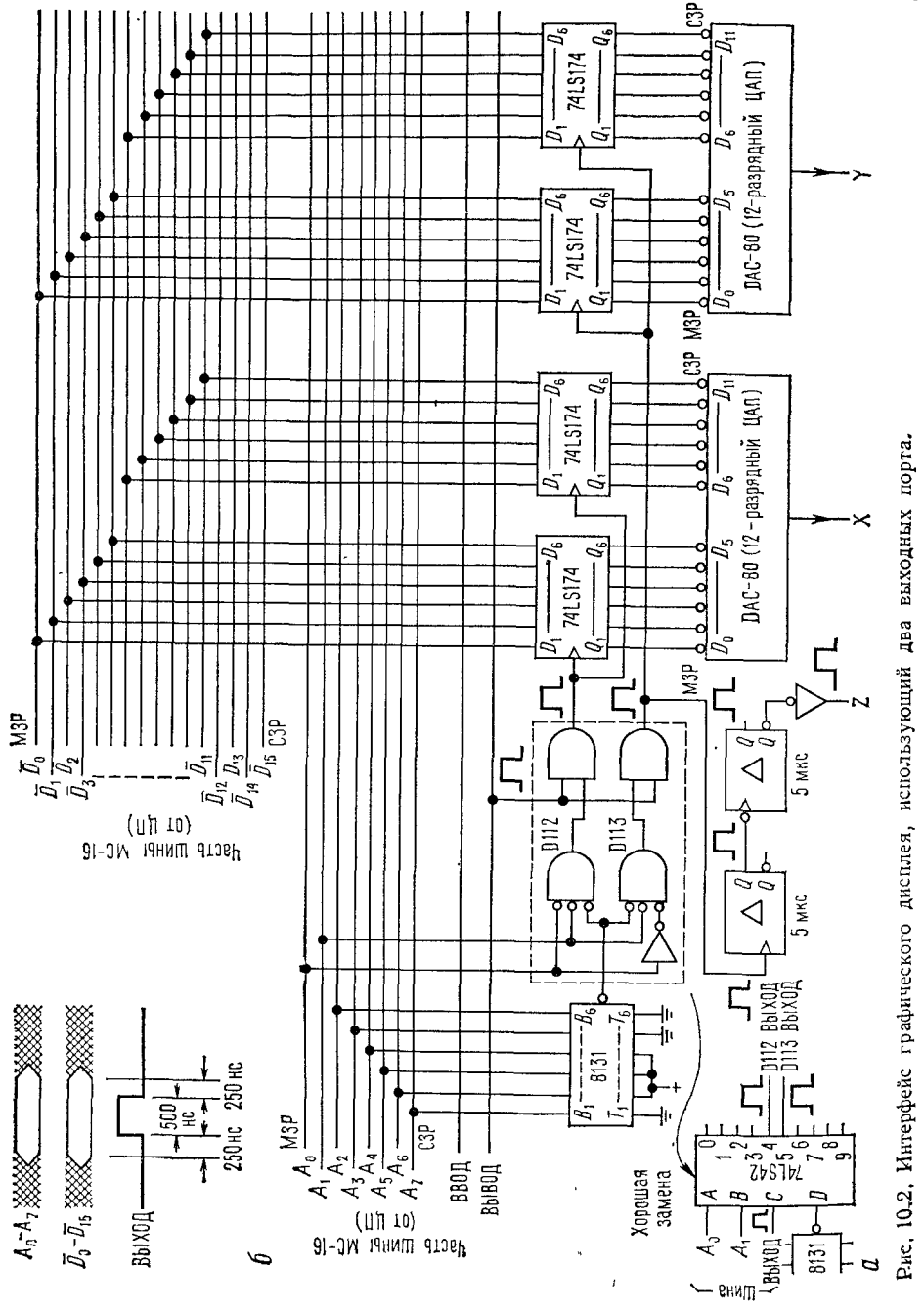



Рис. 10.2. Интерфейс графического дисплея, использующий два выходных порта.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



74LS174, занося в них 12 младших разрядов с линий данных D. Запись в регистр производится по импульсу ВЫВОД при условии дешифрации адреса устройства. После того как координата Y будет занесена в регистр, с помощью двух одновибраторов вырабатывается деблокирующий импульс длительностью 5 мкс, который обеспечивает усиление яркости выбранной точки экрана (все видеоустройства имеют для этой цели вход Z). Для того чтобы воспроизвести на экране кривую или набор символов, нужно лишь многократно выводить на шину последовательные координаты XY. Это должно происходить настолько быстро, чтобы глаз не замечал мерцания. Мини-ЭВМ обладают достаточным быстродействием для того, чтобы многократно вывести на дисплей несколько тысяч пар координат XY без какого-либо заметного мерцания. Даже этот простой интерфейс существенно увеличивает возможности малых ЭВМ.

На рисунке показано, как можно сократить число элементов интерфейса, применяя в адресной схеме стробируемый дешифратор. Фокус состоит в том, что старшие входные разряды используются в качестве сигналов отпирания дешифратора (7442), который не имеет специальных отпирающих входов. В данном случае удобнее использовать дешифраторы типа 74138 (сдвоенный 3—8), и 74139 (сдвоенный 2—4), которые имеют один или несколько таких входов.

***Программирование дисплея.*** Программа 10.2, предназначенная для управления рассмотренной интерфейсной схемой, построена, что называется, «в лоб».

```
                        ; подпрограмма управления графическим дисплеем
INIT:   LDA XPOINT
        STA X           ; установка указателя X в начальное состояние
        LDA YPOINT
        STA Y           ; установка указателя Y в начальное состояние
        LDA NPOINT
        STA N           ; установка счетчика в начальное состояние
LOOP:   LDA @X          ; получить значение X
        OUT 112         ; вывести X
        LDA @Y          ; получить значение Y
        OUT 113         ; вывести Y
        ISZ X           ; приращение указателя X, переходов нет
        ISZ Y           ; приращение указателя Y, переходов нет
        DSZ N           ; уменьшение на 1 содержимого счетчика. Получен нуль?
        JMP LOOP        ; нет, вывод следующей точки
        JMP INIT        ; да, переход к началу программы
XPOINT: (адрес первого значения X)
YPOINT: (адрес первого значения Y)
NPOINT: (количество выводимых точек)
X:      ø               ; здесь хранится указатель X
Y:      ø               ; здесь хранится указатель Y
N:      ø               ; здесь хранится значение счетчика
```

Программа 10.2

Адреса первых значений координат X и Y, а также количество воспроизводимых на экране точек должны быть доступны этой программе. Она, вероятно, будет оформлена в виде подпрограммы, у которой эти параметры служат текущими аргументами. Программа заносит начальные значения в ячейки X, Y и N, а затем входит в цикл, передавая последовательные пары значений X, Y в устройства с адресами 112 и 113. Координаты X и Y каждый раз увеличиваются, а содержимое счетчика уменьшается на 1 и проверяется на нуль. Нуль в счетчике означает, что на дисплей была выведена последняя пара. После этого восстанавливаются исходные значения координат, и процесс начинается снова.

Отметим два важных момента: после первоначального запуска программа постоянно выводит на экран массив XY. В реальных условиях она обычно производит проверку состояния клавиатуры или ключей машины для того, чтобы определить момент, когда оператор решил закончить работу с дисплеем. Вместе с тем цикл работы дисплея может также быть завершен по прерыванию, которое будет рассмотрено ниже. При использовании такого регенеративного дисплея обычно не остается времени для того, чтобы одновременно с выводом информации на экран производить большое количество вычислений. Более совершенным устройством является дисплей с регенерацией от собственной памяти, который часть нагрузки машины берет на себя. Тем не менее для многих задач пригоден и простой регенеративный дисплей. Машины, которые рассматриваются в данной книге, используют именно такие дисплеи.

### 10.07. Передача данных под управлением программы: ввод

Также просто реализуется программа передачи и в другом направлении. Как и в рассмотренном случае, интерфейсный блок постоянно проверяет состояние линий АДР и после обнаружения своего адреса по импульсу ВВОД подает слово на линии ДАННЫХ. Пример такой организации показан на рис. 10.3. Представленная на нем интерфейсная схема позволяет ЭВМ считывать 6-разрядное слово, хранящееся в D-регистре типа 74LS174. Поскольку внешнему устройству доступны его тактовый и информационный входы, регистр может использоваться для хранения различных видов информации (выход цифрового прибора, аналого-цифрового преобразователя и т. п.). Адрес устройства (213) дешифруется в данной схеме при помощи вентиля И-НЕ на 8 входов, который по импульсу ВВОД открывает инвертирующую буферную схему с тремя состояниями 74366. Во многих мини-ЭВМ используются шинные формирователи с открытым коллектором с нагрузочными резисторами на линиях шины. В этом случае в качестве формирователей можно применять вентили И-НЕ, имеющие повышенную нагрузочную способность, как показано на рис. 10.3. По этой причине в большинстве мини-ЭВМ линии данных работают в отрицательной логике. На невозбужденных линиях с помощью нагрузочных резисторов

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



поддерживается ВЫСОКИЙ уровень, который воспринимается как нуль. Это удобно, когда задействованы не все линии данных (как в рассмотренных примерах, а также при использовании рассматриваемого ниже регистра состояний), поскольку в этом случае для задания

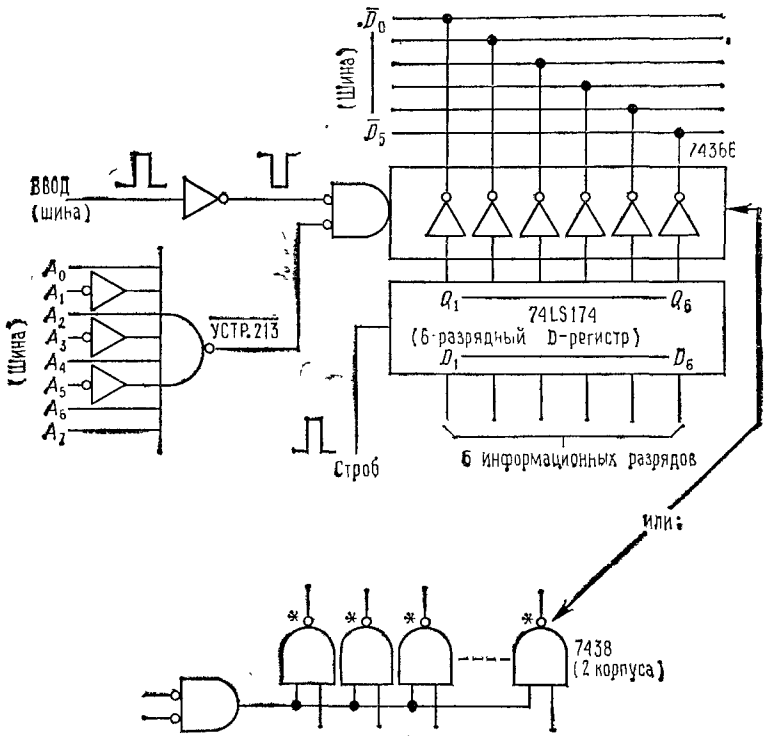



Рис. 10.3. Порт для ввода данных.

нулей на незадействованных линиях не требуется устанавливать формирователи. В этой схеме, как и во всех интерфейсных схемах, которые будут рассматриваться в дальнейшем, мы постараемся не создавать путаницу в отношении линий шины и будем называть их в соответствии с их обозначениями.

### 10.08. Передача данных под управлением программы: регистр состояния

В последнем примере ЭВМ может считывать слово с интерфейса столько раз, сколько ей требуется. Это очень хорошо, однако здесь возникает вопрос: каким образом машина узнает о том, что имеются данные, предназначенные для чтения? В некоторых ситуациях может потребоваться, чтобы ЭВМ читала информацию с равными интервала-

ми, которые определяются ее датчиком реального времени. В частности, по команде OUT машина может дать указание АЦП начать преобразование через заданный интервал и спустя несколько микросекунд считать результат по команде IN. Для систем регистрации данных этого часто вполне достаточно, но нередко бывает и так, что внешнее устройство само подготавливает сообщение, которое без ожидания должно быть передано в машину.

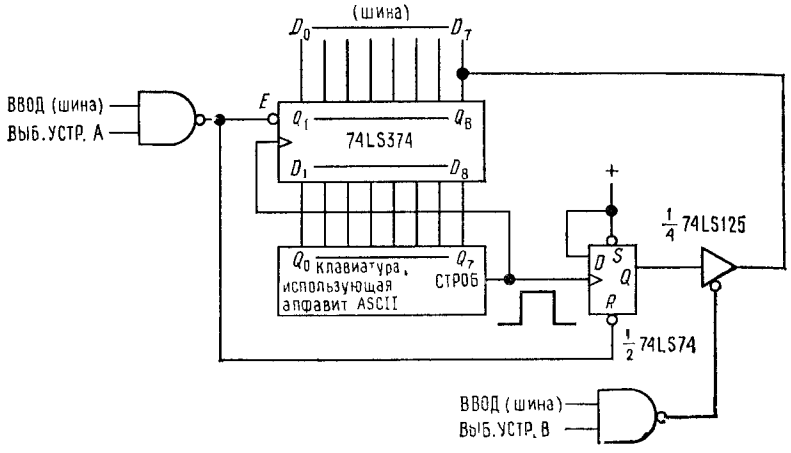



Рис. 10.4. Порт для ввода с клавиатуры.

Классическим примером является буквенно-цифровое устройство ввода от клавиатуры. Поскольку знаки при вводе не должны теряться, машина должна забирать каждый знак без длительной задержки. Еще серьезней дело обстоит с быстродействующими ЗУ, такими, как накопители на магнитных дисках и лентах, где данные должны передаваться без задержек со скоростью около 100 000 байт в секунду. Для решения этой общей проблемы существуют три способа: использование регистров состояния, работа с прерыванием программы и прямой доступ к памяти. Начнем с первого, простейшего метода, который иллюстрирует приведенная на рис. 10.4 схема интерфейса клавиатуры.

В этом примере клавиатура, работающая в коде ASCII, вводит знаки в 8-разрядный регистр D-типа 74LS374, тактируя его импульсом СТРОБ, который возникает в момент нажатия клавиши. Регистр имеет выходы с тремя состояниями, что позволяет построить простую схему программного ввода данных. Когда на линиях АДР действует адрес данного интерфейсного блока, от схемы дешифрации (которая аналогична рассмотренной в предыдущих примерах) на вход ВЫБ.УСТР.В поступает ВЫСОКИЙ уровень.

Новым в данном примере является триггер, который устанавливается в «1» при нажатии клавиши и сбрасывается после того, как знак будет прочитан машиной. Это и есть одноразрядный регистр состояния,



единственный разряд которого имеет ВЫСОКИЙ уровень, если подготовлен новый знак, и НИЗКИЙ уровень в противном случае. ЭВМ может проверить состояние этого разряда, выполняя команду IN по другому адресу, который также приписан данному устройству. Этот адрес дешифрируется (с помощью вентилей, дешифраторов и т. п.) как адрес В, вырабатывая сигнал ВЫБ.УСТР.В. Для передачи информации о состоянии здесь достаточно одного бита, поэтому на шину выводится лишь старший разряд. В данном случае для этого используется буферная схема с тремя состояниями. Линия, подходящая сбоку к символу буфера, представляет собой отпирающий вход: выход буфера 74LS125 отпирается, когда эта линия имеет НИЗКИЙ уровень, поэтому на входе схемы показан кружок инверсии.

***Пример программы: терминал с клавиатурой.*** Теперь ЭВМ знает, как определить, что данные подготовлены. Каким образом это происходит, иллюстрирует программа 10.3.

Это стандартная подпрограмма, предназначенная для получения символов от клавиатуры, которая каждый введенный символ отсылает обратно на печатающее устройство. (Для клавиатуры код устройства — KBDCHR, а для печатающего устройства — OUTCHAR. Фактические числовые значения этих кодов определяются соответствующими операторами в начале программы и для простоты опущены.) После того как будет введена целиком вся строка, управление передается программе обработки строки, которая должна выполнять операции на основании того, что указано в строке. После того как эта программа будет готова для обработки следующей строки, она печатает звездочку. Программа организует цикл по флажку ввода (код устройства = KBDFLAG), проверяя знаковый разряд слова, считанного из регистра состояния; он будет отрицательным, когда установлен старший разряд (СЗР представляет собой знаковый бит в дополнительном коде), т. е. когда интерфейс подготовил новый символ. Затем программа считывает символ (триггер флажка при этом сбрасывается), заносит его последовательно в буфер строки, дает приращение указателю, выводит этот символ на печатающее устройство и проверяет, закончена ли строка по наличию символа возврата каретки. Если строка закончена, то управление передается программе обработки строки; если нет, то программа возвращается обратно и начинает очередной цикл с опроса флажка клавиатуры.

Для распечатки символа использовалась специальная подпрограмма, поскольку даже такая простая операция требует проверки флажка (код устройства = OUTFLAG, старший разряд установлен в «1», пока печатающее устройство не кончит печатать). Возврат к главной программе осуществляется по косвенному переходу через ячейку TYPE (напомним, что МС-16 использует адрес возврата в первую ячейку подпрограммы, а выполнение ее начинается со второй). На данном примере хорошо иллюстрируется неудобство однорегистровой машины: для того чтобы иметь возможность проверять состояние



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

```
                    ; программа управления клавиатурой — использует
                      флажки
INIT:   LDA BEGIN   ; получение начального адреса буфера символов
        STA POIN    ; инициализация указателя
LOOP:   IN KBDFLAG  ; новый символ готов?
        JPL LOOP    ; нет
        IN KBDCHAR  ; да, ввод символа
        STA @POINT  ; запись символа в буфер строки
        ISZ POINT   ; приращение указателя
        JSR TYPE    ; вывод последнего символа обратно на печатающее устройство
        SUB CR      ; последний символ — возврат каретки?
        JNZ LOOP    ; если нет, получить следующий символ
LINE:   •           ; если да, произвести обработку строки
        •
        •           } ; операции по обработке строки
        •
        LDA STAR
        JSR TYPE    ; отпечатать символ завершения — звездочку
        JMP INIT    ; получить следующую строку
POINT:  ø           ; указатель символьного буфер
CR:     15          ; код ASCII для возврата каретки
STAR:   52          ; код ASCII для «*»
BEGIN:  (начальный адрес буфера строки)
                    ; подпрограмма печати символа из АК
                    ; сохранение значений АК
TYPE:   ø           ; адрес возврата
        STA TEMP    ; сохранение символа для печати
CHECK:  IN OUTFLAG  ; проверка занятости печатающего устройства
        JMI CHECK   ; если занято, проверить снова
        LDA TEMP    ; если нет, получить символ для печати
        OUT OUTCHAR ; распечатать его
        JMP @TYPE   ; возврат по адресу, находящемуся в первой ячейке подпрограммы
TEMP:   ø           ; временное хранение
```

Программа 10.3

печатающего устройства по команде ВВОД (IN), необходимо сохранить содержимое АК.

В реальном интерфейсе клавиатуры сброс флажка (или флажков) обычно производится сразу после прочтения символа. В большинстве интерфейсных блоков для указания различных условий используется несколько флажков. Так, например, в интерфейсе накопителя на магнитной ленте регистр состояния обычно имеет разряды для распознавания начала ленты, конца бобины, ошибки по паритету, движения ленты и т. д. Обычно эти признаки объединяются в одно слово, поэтому по команде ввода в машину поступают сразу все разряды регистра состояния. Для бита ошибки, как правило, используется старший разряд слова состояния, что позволяет установить наличие любой из ошибок с помощью простой проверки знака. Затем производится проверка

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



специальных разрядов слова состояния (путем логического умножения на «маскирующее слово») и определяется характер ошибки.

В некоторых машинах флажки применяются настолько широко, что для их передачи к шине интерфейса добавляется несколько линий. В качестве примера можно привести ЭВМ NOVA, которая использует линии ЗАНЯТО и ВЫПОЛНЕНО: интерфейс находится в состоянии ЗАНЯТО, если он производит какие-то действия, начатые ЭВМ, и переходит в состояние ВЫПОЛНЕНО после того, как они будут закончены. Когда интерфейс обнаруживает свой адрес, он в зависимости от своего состояния возбуждает соответствующие линии (ЗАНЯТО — ВЫПОЛНЕНО). Программа организуется таким образом, что проверка флажков ЗАНЯТО или ВЫПОЛНЕНО производится с помощью одной команды и по результатам этой проверки выполняется соответствующий условный переход.

### 10.09. Прерывания

Использование флажков состояния является одним из способов, с помощью которых периферийное устройство может сообщить ЭВМ о том, что необходимо произвести какие-то действия. Хотя этот способ вполне подходит для некоторых периферийных устройств, он имеет серьезный недостаток: дело в том, что внешнее устройство не может по своей инициативе сообщить машине о том, что необходимо произвести какие-то действия, и должно ждать, пока его опросит ЦП, выводя данные из регистров состояния по команде ввод. В устройствах, требующих быстрой реакции (таких, как накопители на магнитных дисках и лентах, устройства чтения с перфокарт или устройства ввода/вывода в реальном времени), флажки состояний должны часто опрашиваться, и при наличии в вычислительной системе нескольких таких устройств ЦП будет затрачивать на этот опрос слишком большое время, как это видно из предыдущего примера. В этом случае необходимо иметь механизм, который позволял бы периферийному устройству прерывать нормальную работу ЦП, когда требуется выполнить какую-либо операцию. После этого ЦП может проверить регистр состояния, выяснить причину прерывания и затем выполнить требуемые действия и вернуться к своей нормальной работе.

Для того чтобы в МС-16 обеспечить возможность прерывания, к шине необходимо добавить по крайней мере одну общую линию ПРВ (прерывание), на которую любое устройство, запрашивающее прерывание, будет подавать НИЗКИЙ уровень. По причине, которая вскоре будет понятна, здесь используются еще две линии ППР и ОПР (представление прерывания и опрос прерывания). Рассмотрим типичную схему организации прерывания (рис. 10.5).

Когда внешнее устройство вырабатывает запрос на прерывание, триггер готовности данных интерфейса устанавливается в «1». Он может либо сообщать ЦП о наличии новой информации, как в предыдущем примере с клавиатурой, либо сигнализировать о завершении задания,

как в случае печатающего устройства или графопостроителя. Независимо от причины, вызвавшей прерывание, периферийное устройство подает на линию ПРВ НИЗКИЙ уровень, который сообщает ЦП о том, что требуется выполнить какую-то операцию. Если прерывания разрешены (нормальное состояние), ЦП аппаратным путем вызывает переход программы к специальной ячейке памяти. В некоторых машинах

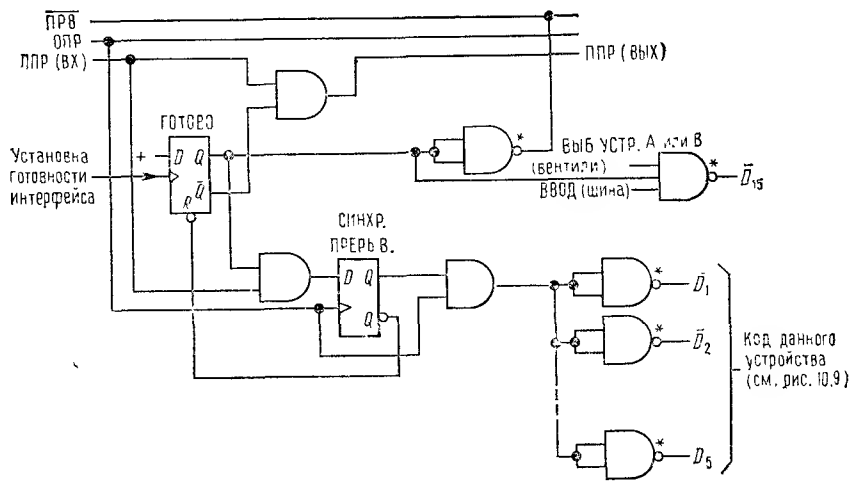



Рис. 10.5. Схема приоритетных прерываний.

этот переход является векторным: он указывает в программе ячейку памяти, адрес которой определяется тем, какое устройство вызвало прерывание, тогда как в простейших машинах переход всегда производится к фиксированной ячейке. Машина МС-16 является простой. Она осуществляет переход к ячейке 1, а текущее значение программного счетчика (т. е. адрес следующей команды, которая должна была выполняться при нормальном ходе программы) кладет в ячейку 0, что позволяет возобновить выполнение прерванной задачи, после того как прерывание будет обслужено. Для того чтобы программа обслуживания не могла быть прервана до окончания ее выполнения, прерывания от других внешних устройств запрещаются.

После этого программа должна установить, какое устройство вызвало прерывание, а затем перейти к подпрограмме его обслуживания (для каждого внешнего устройства используются свои подпрограммы обслуживания прерываний), которая выполняет соответствующие операции. Например, если программа определила, что прерывание вызвано клавиатурой, она перейдет к подпрограмме обслуживания прерывания от клавиатуры, которая считает символ в буфер строки, в результате чего триггер готовности данных клавиатуры сбросится и снимет запрос с линии ПРВ'. В случае более сложного устройства

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



прерывание может сигнализировать о наличии одного из возможных условий. В этом случае для того, чтобы определить, какие действия должны быть выполнены, программа обслуживания читает регистр состояния по команде ввода. Для того чтобы написать программу обслуживания для определенного устройства, необходимо знать, какие операции это устройство выполняет и какую информацию оно вкладывает в различные разряды своего регистра состояния, а также какая информация требуется программе от устройства (по команде ввода данных) и какие команды необходимо послать устройству (по команде вывода) в соответствующий регистр устройства.

## 10.10. Организация передачи данных путем прерывания программы

***Метод 1: программный опрос (поллинг).*** Поскольку несколько внешних устройств могут одновременно запрашивать прерывание, машина должна иметь возможность определять, каким именно устройством каждое прерывание вызвано. Это может быть сделано двумя способами. Простейшим методом является поллинг, который представляет собой процесс поочередного опроса внешних устройств, позволяющий установить наличие запроса на прерывание. Это осуществляется с помощью простой проверки регистра состояния каждого устройства системы. После того как будет обнаружено устройство, бит состояния которого указывает на необходимость выполнения каких-либо операций, производится переход к соответствующей подпрограмме обслуживания, как показано на примере программы 10.4.

Программный опрос выполняется с помощью двух команд IN STATx и JMI DEVx. Эти команды проверяют состояние триггера готовности каждого устройства, которое передается интерфейсом в виде флажка по линии знакового (15-го) разряда данных (см. схему прерывания на рис. 10.5). Важно отметить, что в этом примере во время выполнения подпрограммы обслуживания все остальные прерывания запрещаются, так как, если во время работы этой подпрограммы произойдет новое прерывание, адрес возврата будет потерян. Для того чтобы иметь возможность прерывания текущей подпрограммы обслуживания новым запросом без потери адреса возврата, последний можно занести в стек. Отметим также, что при прерывании необходимо запоминать состояние машины (регистры, разряд переноса), так как прерывание может произойти в любом месте текущей программы и содержание регистров при этом не должно быть потеряно.

Поллинг является хорошим методом для вычислительных систем, где нет большого количества периферийных устройств, работающих по прерыванию и требующих немедленного обслуживания. В подобных системах сначала производится опрос устройств, чувствительных к времени ожидания, после чего программа переходит к проверке состояния устройств, которые быстрой реакции не требуют. Это позволяет установить программный приоритет среди различных устройств,

```
                    ; программа обработки прерываний — опрос внешних устройств
0:      0           ; значение счетчика команд в момент прерывания (0 — фиктивная величина)
1:      JMP INTS    ; переход к программе обслуживания прерывания
          •         ; другие части этой программы
          •
          •
INTS:   STA ACSAVE  ; запомнить содержимое АК
        SHL
        STA CASAVE  ; запомнить состояние разряда переноса
        IN STATa    ; проверить регистр состояния устройства А
        JMI DEVa    ; если флажок установлен, перейти к программе обработки
        IN STATb    ; проверить регистр состояния устройства В
        JMI DEVb    ; если флажок установлен, перейти к программе обработки
          •
          •
          •
        IN STATx    ; проверить регистр состояния последнего устройства
        JMI DEVx    ; если флажок установлен, перейти к программе обработки
        JMP ERROR   ; не установлен! прерывание запрашивает неизвестное устройство
DEVa:     •         ; начало подпрограммы обслуживания устройства а
          •
        JMP RET     ; подготовить возврат к прерванной задаче
DEVb:     •         ; начало подпрограммы обслуживания устройства b
          •
        JMP RET     ; подготовить возврат к прерванной задаче
          •
          •
          •
        JMP RET
DEVx:     •         ; начало подпрограммы обслуживания последнего устройства
          •
RET:    LDA CASAVE  ; получить запомненное значение разряда переноса
        SHR         ; циклический сдвиг в позицию переноса
        LDA ACSAVE  ; восстановить прежнее содержимое АК
        IE          ; снова разрешить прерывания
        JMP @0      ; возврат по счетчику команд, содержимое которого хранится в ячейке 0
ACSAVE: 0
CASAVE: 0           ; ячейки для временного хранения
        (конец программы обработки прерываний)
```

Программа 10.4



запрашивающих прерывания. Вскоре будет показано, что, кроме того, существует также и аппаратный приоритет, встроенный в схему отработки протокола обмена самого устройства.

### 10.11. Обработка прерывания

***Метод 2: векторное прерывание.*** Наиболее эффективным (и, следовательно, быстродействующим) способом прерывания, особенно при наличии в системе большого числа прерывающих устройств, является прерывание по вектору, при котором прерывающее устройство сообщает центральному процессору свое имя. Как было показано выше, в некоторых машинах это выполняется автоматически, при этом переход к ячейке, указанной прерывающим устройством, совершается аппаратным путем: по такому принципу работает ЭВМ PDP-11. В ЭВМ с простейшей архитектурой (например, NOVA) программный опрос периферийных устройств производится с помощью команды типа IQ (interrupt query — запрос прерываний). С помощью этой команды вырабатывается импульс по линии ПРВ общей шины, в ответ на который устройство, запросившее прерывание, подает свой код на линии данных. Затем этот код может быть занесен программой в один из регистров. Будем считать, что в МС-16 он аппаратным путем записывается в АК. Как это выполняется, иллюстрирует программа 10.5.

```
                    ; программа обработки векторного прерывания
0:      0           ; значение счетчика команд в момент прерывания
1:      STA ACSAVE  ; запомнить содержимое аккумулятора
        SHL
        STA CASAVE  ; запомнить состояние разряда переноса
        IQ          ; код прерывающего устройства?
        ADD TABLE   ; прибавить к первому адресу таблицы входов
        STA TEMP    ; подготовить косвенный переход к программе обработки
        JMP @TEMP   ; перейти к программе обработки через вход в таблицу для устройства, запросившего прерывание
RET:    LDA CASAVE
        SHR         ; восстановить разряд переноса
        LDA ACSAVE  ; восстановить содержимое АК
        IE          ; снова разрешить прерывания
        JMP @0      ; вернуться к прерванной программе
TEMP:   0
ACSAVE: 0
CASAVE: 0           ; временное хранение
TABLE:  (начальный адрес программы обработки для устройства 0)
        (начальный адрес программы обработки для устройства 1)
        (начальный адрес программы обработки для устройства 2)
        (и т. д.)
```

Программа 10.5

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Исполнение программы начинается с временного запоминания содержимого АК и состояния разряда переноса. Затем команда запроса прерывания получает адрес устройства, вызвавшего прерывание, и помещает его в АК. Теперь мы должны перейти к подпрограмме обслуживания прерывания для данного устройства. Это делается с помощью косвенного перехода через таблицу, в которой содержатся начальные адреса различных подпрограмм. Код устройства используется как смещение, которое добавляется к первому адресу таблицы. Сумма кода устройства и начального адреса таблицы определяет соответствующий данному устройству адрес входа в таблицу, по которому осуществляется косвенный переход к началу соответствующей подпрограммы. Эта программа обычно начинается с чтения регистра состояния, после чего она выполняет необходимые действия и возвращается к ячейке RET, где восстанавливается содержимое АК и состояние разряда переноса и возобновляется прерванная программа.

***Приоритет прерываний.*** Что произойдет, если несколько периферийных устройств одновременно затребуют прерывания? В частности, что не позволяет одновременно всем периферийным устройствам подать на шину свои адресные коды, когда ЦП вырабатывает сигнал опроса прерываний? Давайте снова обратимся к схеме на рис. 10.5, на которой показана основная часть схемы прерываний интерфейса. Если данное устройство запрашивало прерывание, и на линию ППР данной интерфейсной схемы подается НИЗКИЙ уровень, то по сигналу ОПР адресный код этого устройства будет выведен на шину. Сигнал ППР является особым в том смысле, что он не является общим для всех устройств, а начинаясь на ЦП, проходит последовательно через интерфейсную схему каждого устройства, образуя так называемую «скользящую цепочку». Логическая схема интерфейса реагирует на этот сигнал следующим образом: если запрос на прерывание отсутствует, сигнал ППР передается на следующее устройство без изменения, а при наличии запроса на выходную линию ППР данной интерфейсной схемы подается НИЗКИЙ уровень. Таким образом, из всех устройств, выработавших требования, на сигнал опроса ответит лишь то, которое электрически наиболее близко расположено к ЦП.

Таким образом, устанавливается цепочка последовательных приоритетов, в которой первым обслуживается устройство, находящееся ближе всех к ЦП, т. е. имеющее наивысший приоритет. Такая организация позволяет установить порядок в обслуживании. В некоторых машинах имеется несколько таких цепочек, создающих иерархию параллельных приоритетов, каждый из которых имеет свой собственный последовательный приоритет. Например, PDP-11 использует пять параллельных уровней запросов по шине. Отметим важный момент: при удалении из ЭВМ интерфейсной вставки на неиспользованном разъеме должны быть установлены перемычки, замыкающие линии ППР.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Как уже было сказано выше, в ЭВМ с более сложной структурой обеспечивается автоматическое векторное прерывание. В этом случае при возникновении прерывания ЦП автоматически осуществляет переход к векторной области памяти, а точнее, к определенной ячейке в этой области, номер которой определяется адресом устройства, вызвавшего прерывание. Номер текущей ячейки при этом записывается в стек, что позволяет производить «прерывание в прерывании». В таких машинах нет необходимости выполнять команду опроса, использующуюся в МС-16. Подобная организация иногда называется «полностью векторным прерыванием».

### 10.12. Прямой доступ к памяти

Существуют ситуации, когда информация должна с высокой скоростью передаваться в периферийное устройство или забираться из него. Классическими примерами являются быстродействующие устройства внешней памяти типа накопителей на магнитных лентах и дисках, а также устройства сбора данных, работающие в реальном масштабе времени, как, например, многоканальные анализаторы амплитуды импульсов. Передача данных с прерыванием программы в подобных устройствах была бы затруднительна и, вероятно, выполнялась бы слишком медленно. Так, например, для стандартного накопителя на магнитной ленте с плотностью записи 800 байт на дюйм [1] и со скоростью движения ленты 75 дюйм в 1 с, скорость считывания данных составляет один байт за 16 мкс (напомним, что 1 байт равен 8 бит). При таких значениях скорости считывания в случае передачи по прерываниям потеря данных будет происходить, по всей вероятности, даже в том случае, если кроме накопителя на магнитной ленте к системе не подключено никаких других внешних устройств. При наличии же нескольких подобных устройств ситуация становится совершенно безнадежной. Накопители на магнитных лентах и дисках не могут останавливать передачу, не завершив ее до конца, поэтому необходимо иметь метод, который бы надежно обеспечивал быструю реакцию и высокую общую скорость передачи слов. Но иногда даже и для устройств с низкой средней скоростью передачи данных требуется, чтобы время ожидания (т. е. время от момента запроса до начала фактической передачи данных) было малым.

Для решения этих проблем используется прямой доступ к памяти — способ передачи, при котором данные от периферийного устройства поступают непосредственно в ячейки ОЗУ. В некоторых мини-ЭВМ такая передача осуществляется под управлением специальной схемы, расположенной в ЦП. Однако это не столь важно. Суть же данного метода заключается в том, что при передаче не затрагиваются программные средства: данные передаются по шине в ОЗУ без вмешательства программы. Единственное влияние на работающую программу состоит

[1] 1 дюйм = 25,4 мм.— *Прим. перев.*

лишь в некотором увеличении времени ее исполнения, поскольку при прямом доступе происходит «захват» циклов шины, которые могли бы служить для обращения к ОЗУ при выполнении программы. Прямой доступ использует более сложное интерфейсное оборудование и его не следует применять без особой необходимости. Тем не менее читателю будет полезно узнать, что можно сделать с его помощью, поэтому мы вкратце рассмотрим, каким образом организуется интерфейс прямого доступа. Что же касается подробностей, то они являются достаточно сложными и определяются конкретной реализацией. Их можно найти в соответствующей документации на конкретную ЭВМ.

В случае передачи по методу прямого доступа периферийное устройство подает запрос на обращение к памяти по специальным линиям шины. Центральный процессор вырабатывает разрешение, после чего периферийное устройство выводит на шину адреса ячеек памяти и начинает прием или передачу данных. При этом каждый раз пересылается содержимое одной ячейки, направление же передачи задается периферийным устройством с помощью другой управляющей линии. Передача данных синхронизируется с помощью управляющих сигналов, которые вырабатываются ЦП и периферийным устройством и являются как бы взаимно сцепленными (запрос — ответ). Для описания алгоритма обмена такого типа употребляется слово «рукопожатие». Интерфейс вырабатывает адреса (обычно это набор последовательных адресов, формируемых при помощи двоичного счетчика) и запоминает число переданных слов. Как правило, для этой цели в интерфейсе устанавливаются счетчик слов и счетчик адреса, которые программно загружаются от ЦП при задании режима передачи по каналу прямого доступа. Получив от ЦП команду (по командному биту, записанному в программе ввода/вывода), интерфейс вырабатывает запрос прямого доступа и начинает пересылку данных. Он сообщает программе о завершении передачи, устанавливая бит состояния и вырабатывая запрос на прерывание, после чего процессор определяет, что делать дальше.

Распространенным примером использования прямого доступа к памяти является получение данных и программ, записанных на магнитных дисках. Исполняемая программа производит запрос требуемого массива данных (файла) по его имени, а операционная система (о ней будет упоминаться ниже) преобразует этот запрос в набор команд вывода данных в регистры интерфейса дискового накопителя (регистр управления или команд, регистр числа слов и адресный регистр), определяя, в какую точку диска нужно попасть, сколько слов должно быть считано и в какую зону внутренней памяти их нужно поместить. После этого интерфейс отыскивает на диске требуемую область, подает запрос прямого доступа и начинает пересылку информационных блоков в заданную область памяти. После того как пересылка будет закончена, интерфейс устанавливает в регистре состояния разряд, означающий завершение операции, и вырабатывает запрос на прерывание. Центральный процессор, который тем временем выполнял другие команды или просто ожидал получения данных от диска, отвечает



на этот запрос, определяет по регистру состояний интерфейса о том, что данные уже находятся в ОЗУ, и переходит к следующей задаче. Таким образом, для задания режима прямого доступа использовался способ программно-управляемого ввода/вывода, собственно прямой доступ применялся для быстрой передачи данных, а сообщение о завершении задания передавалось в машину по прерыванию. Такая иерархия ввода/вывода является обычной, особенно для устройств массовой памяти. Максимальная скорость передачи данных по каналу прямого доступа составляет величину порядка миллиона слов в секунду.

### 10.13. Синхронизация асинхронной передачи

Описанный выше протокол ввода/вывода определяет синхронный обмен информацией, данные поступают на шину или считываются с шины синхронно со стробирующими сигналами, вырабатываемыми в ЦП. Такая схема привлекает своей простотой, однако она может создать трудности при использовании шины значительной длины. Из-за больших задержек в распространении сигналов данные во время операции ввода должны подаваться на шину не слишком быстро, чтобы обеспечить надежную передачу. Действительно, передавая данные по синхронной шине, внешнее устройство даже не знает о том, приняты они или нет. Это может показаться серьезным недостатком, однако в действительности здесь нет ничего страшного: вычислительные системы, использующие синхронные шины, работают прекрасно.

Альтернативным методом является применение асинхронной шины, по которой передача информации в ЦП происходит примерно следующим образом: центральный процессор подает на шину адрес устройства и *потенциальный* (а не импульсный) сигнал на специальную линию (будем называть ее ВВОД), который означает, что данные вводятся в ЦП. Адресуемое устройство подает данные на шину и вырабатывает потенциальный сигнал, означающий, что данные можно принимать (будем называть его ДАННЫЕ ГОТОВЫ). После того как ЦП получит этот сигнал, он считает данные с шины и снимет сигнал ВВОД. Когда интерфейс обнаружит, что на линии ВВОД действует НИЗКИЙ уровень, он очистит линии ДАННЫХ и линию ДАННЫЕ ГОТОВЫ. Это можно представить себе таким образом. ЦП сказал: «Дайте данные», на что периферийное устройство ответило: «Пожалуйста, вот они». После этого ЦП говорит: «Все в порядке, я их получил», а периферийное устройство отвечает: «Замечательно! Пойду снова спать».

Асинхронный протокол позволяет использовать шину любой длины (и любую скорость передачи) и гарантирует пересылку данных между двумя устройствами. Если удаленное устройство отключено, ЦП будет об этом знать. Фактически эта информация может быть получена из регистра состояний при любой организации шины, основное же преимущество асинхронного протокола состоит в том, что он позволяет

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

работать с шинами любой длины, что достигается за счет усложнения аппаратуры.

В ЭВМ, которые используют для адресации к оперативной памяти ту же шину, что и для связи с внешними устройствами, применение асинхронного способа дает дополнительное преимущество, так как позволяет применять ЗУ, работающие с различными скоростями. Асинхронные шины используются в некоторых мини-ЭВМ, например в PDP-11, в то время как в микро-ЭВМ и в большинстве мини-ЭВМ применяются синхронные шины. Иногда в синхронных шинах имеется линия готовности, подавая на которую НИЗКИЙ уровень можно приостанавливать дальнейшую активность шины для того, чтобы завершить медленную операцию.

Следует помнить, что периферийное устройство, подключенное к ЭВМ, взаимодействует лишь со своим интерфейсным блоком, а уже последний устанавливает связь с ЦП по шине ЭВМ. На уровне взаимодействия «периферийное устройство—интерфейс» передаются данные, флажки, стробирующие сигналы и т. п. Обычно здесь используется асинхронная передача данных, что позволяет каждому периферийному устройству работать со своей собственной скоростью.

## 10.14. Подключение периферийных устройств к ЭВМ

Интерфейсные схемы обычно выполняются на платах (интерфейсных картах) с печатным или навесным монтажом (см. гл. 12), которые могут быть установлены в стойке ЭВМ. Для этой цели в стойках, как правило, предусматривается несколько неиспользуемых пазов с разъемами (или возможность наращивания для установки дополнительных плат), на которые подано питание и на часть контактов этих разъемов отведены сигналы с шины. Остальные контакты могут использоваться для вывода сигналов с интерфейсной платы в периферийное устройство, которым эта плата управляет. В каждой ЭВМ применяются платы стандартных размеров в пределах от $1254 \times 2540$ мм до $40 \times 40$ см. На одной стороне каждой платы располагается печатная вставка, которая непосредственно вставляется в разъем, содержащий от 50 до 200 контактов.

Стандартные интерфейсные блоки для управления такими распространенными периферийными устройствами, как накопители на магнитных лентах и дисках или видеотерминалы выполняются на печатных платах, конструктивно совместимых со стойкой ЭВМ. Кабели, идущие от периферийного устройства, подключаются к интерфейсной карте либо через розетку разъема, расположенную спереди карты, либо через соответствующий разъем на задней панели. В любом случае здесь обычно применяется плоский кабель и предусматриваются меры, предотвращающие взаимные наводки информационных и стробирующих сигналов. Неплохим методом является заземление проводов кабеля через один. При другом способе плоский кабель накладывается на гибкую заземленную металлическую пластинку, что позволяет снизить индуктивность и взаимную связь при постоянном сопротивлении кабеля. В обоих случаях можно использовать удобные многоконтактные разъемы, которые легко подключаются к кабелю простой навивкой. Альтернативой плоскому кабелю является кабель, составленный из витых пар, в каждой из которых один провод служит для передачи сигнала, а второй заземляется. Существуют различные конфигурации кабелей с витыми парами, включающие новейший лентоподобный плоский кабель, содержащий через каждые полметра плоские ненавитые участки, служащие для облегчения установки разъемов с навивкой, используемых для обычного лентообразного плоского кабеля. Поскольку протокол передачи данных по шинам ЭВМ предусматривает стробирование, выполнять все сигнальные линии из витых пар, как правило, нет необходимости. Их следует использовать только для линий, по которым передаются синхронизирующие импульсы и прочие стробирующие и разрешающие сигналы. На длинных линиях нужно устанавливать согласующие резисторы и применять линейные приемники и передатчики (см. разд. 9.15—9.17).



Аналогичным образом лучше всего строить и нестандартные интерфейсные блоки собственной конструкции. Для этой цели либо производят разводку большой печатной платы, либо используют универсальные интерфейсные карты, выпускаемые фирмами Douglas, MDB и др. На этих пустых платах имеются места для установки ИМС и других компонентов, которые соединяются между собой с помощью навесного монтажа (более подробно см. в гл. 12). В некоторых универсальных интерфейсных картах имеется встроенная схема управления шиной, включающая обработку прерываний и даже прямой доступ. При использовании таких плат кабель от внешнего устройства может подключаться либо непосредственно к самой интерфейсной карте, либо к разъему на задней панели. В некоторых машинах неудобно производить соединение со стороны задней панели и нужно использовать прямое подключение кабеля, желательно при помощи плоского кабельного разъема.

Можно использовать и интерфейс, который будет подключаться к машине с помощью внешнего кабеля шины ввода/вывода. Почти во всех машинах предусматривается расширение шины за пределы главной стойки. В таких случаях особенно важно следовать рекомендациям изготовителя, касающимся типа кабеля, его длины и требований по согласованию нагрузки, поскольку снижение уровней сигналов на шине интерфейса может привести к возникновению сбоя в машине.

При другом способе построения интерфейса он может частично размещаться в машине, а частично вне ее. В таком случае машинная часть будет представлять собой простой порт ввода/вывода, как показано на рис. 10.6.

Интерфейсная схема, расположенная в машинной стойке, запоминает слово, полученное от ЦП по команде OUT, и устанавливает флажок ДАННЫЕ НА ШИНЕ, в ответ на который от внешней схемы

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

интерфейса поступит сигнал ДАННЫЕ ПРИНЯТЫ. Ввод данных в машину производится аналогично. Флажок в этом случае указывает, что буфер может принять данные, которые считываются с шины по входному сигналу СТРОБ. Кабель, соединяющий две части интерфейса, имеет значительно меньшую длину по сравнению с общей длиной всего

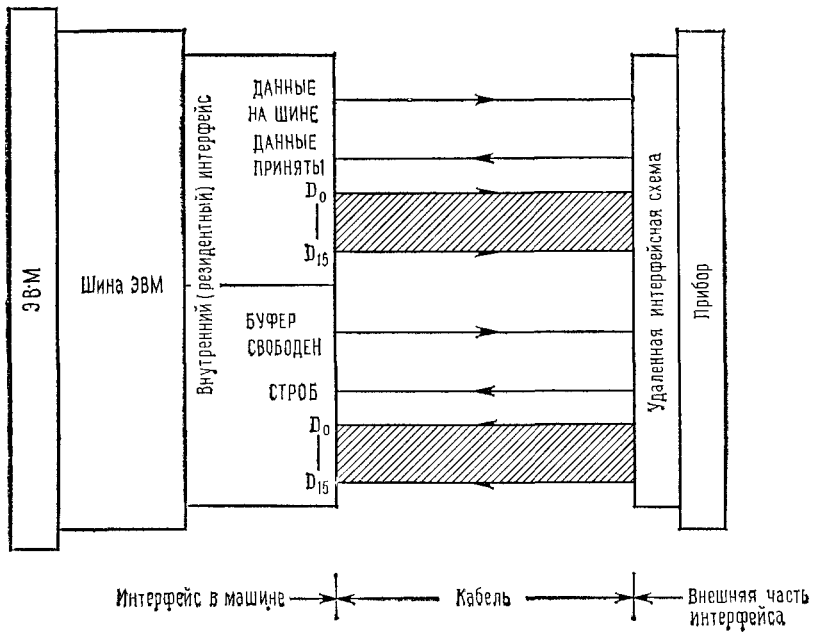



Рис. 10.6.

кабеля шины, особенно если не используются все 16 разрядов слова. Подобная конструкция, в частности, удобна при обработке аналоговых сигналов низкого уровня, поскольку в этом случае линейная схема, подверженная влиянию помех, удалена от цифровой интерфейсной схемы, расположенной в машине. Это также позволяет обеспечить «чистоту» аналоговых уровней земли.

Еще одно замечание по поводу внешних соединений. При использовании для подключения периферийного устройства свободных контактов разъема, расположенного на задней панели стойки, может оказаться неудобным вставлять вилку разъема непосредственно в панель. В этом случае разъем можно смонтировать где-то поблизости на корпусе машины и соединить его навесным монтажом с соответствующими контактами разъема интерфейсной карты, установленного на задней панели. Тогда периферийное устройство будет подключаться к этому разъему с помощью витых пар. Для этого часто используются сверхминиатюрные разъемы D-типа (см. рис. 1.98).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ СИСТЕМЫ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

В данном разделе мы рассмотрим общие вопросы программирования малых ЭВМ, поскольку без понимания иерархии программных средств, которые фактически «вдыхают жизнь» в машину, знание интерфейсных возможностей ЭВМ будет неполным. В частности, мы обсудим именно эту важную область программирования, а также рассмотрим операционные системы, файлы и вопросы использования памяти. Увлекшись технической стороной ЭВМ, очень легко забыть о том, какое значение имеют хорошие программные средства. Программное обеспечение, образно говоря, дает машине крылья, и качественные различия ЭВМ зачастую определяются операционной системой и пакетом сервисных программ. Фирмы — изготовители ЭВМ затрачивают огромные суммы денег на создание программных средств к выпускаемым ими машинам. Такое внимание к программному обеспечению позволяет компаниям, занимающимся производством мини-машин, сохранить конкурентоспособность в условиях изобилия недорогих микро-ЭВМ.

После рассмотрения общих понятий, связанных с программными средствами и системами программирования, мы вернемся в конце главы к вопросам ввода/вывода, уделяя основное внимание последовательному (побитному) вводу/выводу, в частности интерфейсу RS-232C ASCII.

### 10.15. Программирование

***Язык ассемблера.*** Как уже упоминалось в этой главе, центральный процессор ЭВМ предназначен для того, чтобы распознавать определенные команды и выполнять требуемые задачи. Программирование непосредственно на языке конкретной машины производится крайне редко. Оно лишь иногда применяется при отладке и отыскании неисправностей в аппаратуре и выполняется с использованием ламп и ключей на передней панели машины. Вместо этого программы пишутся на мнемоническом языке ассемблера (как в примере программирования на МС-16), который затем преобразуется в машинный язык с помощью программы, называемой ассемблером. Язык ассемблера очень близок к машинному языку: каждая команда прямо преобразуется в одну или несколько строк машинного кода. Программирование на языке ассемблера позволяет получать наиболее эффективные машинные программы и дает возможность выполнять специальные операции, например формировать команды ввода/вывода, что не позволяют делать языки высокого уровня. Однако, как показывает пример МС-16, программирование на языке ассемблера представляет собой очень трудоемкую работу, и для большинства вычислительных задач, особенно связанных с большим количеством числовых операций, целесообразнее использовать компилирующие или интерпретирующие языки высокого уровня, такие, как ФОРТРАН и БЕЙСИК, обращаясь при необходимости к стандартным программам на языке ассемблера.

***Компиляторы.*** Фортран, Алгол, ПЛ-1, Кобол и Паскаль являются примерами наиболее распространенных компилирующих языков высокого уровня. Составим программу, содержащую команду алгебраического типа, например

$$X=(-B+SQRT(B*B-4*A*C))/2A.$$

Это выражение называется *исходным* кодом, который с помощью программы, носящей название *компилятора*, преобразуется в код ассемблера. После этого ассемблер выполняет обычную процедуру преобразования промежуточного языка ассемблера в машинный язык. В ряде случаев компилятор содержит внутренний ассемблер и производит прямое преобразование исходной программы в машинные коды. В других случаях, например при использовании языка Паскаль, компилятор вырабатывает промежуточный код (для Паскаля он носит название *p*-кода), который затем обрабатывается с помощью пакета рабочих программ интерпретирующего типа. Более подробно это будет рассмотрено ниже.

***Загрузчики и библиотеки.*** Программы на языке ассемблера (исходные и полученные от компилятора) преобразуются в машинные коды с помощью транслирующей программы — ассемблера (фактически она вырабатывает еще не абсолютный, а так называемый «перемещаемый» машинный код). Кроме того, существуют специальные программы, предназначенные для выполнения определенных команд на языках высокого уровня. Так, например, программы, составленные на Фортране, могут использовать функциональные подпрограммы типа SQRT, а также пакет программ ввода/вывода, необходимых для выполнения операторов READ (чтение) и WRITE (запись). Все бюрократические процедуры, связанные с получением соответствующих подпрограмм из библиотеки (в перемещаемой форме), выполняет так называемая связывающая программа, или, иначе, перемещаемый загрузчик. Эта же программа формирует затем связующие переходы и обращения, согласуя в ОЗУ все эти разрозненные программы. Перемещаемый загрузчик определяет окончательные числовые значения ассемблированного кода, которые уже будут использоваться для обращений к памяти и в качестве адресов переменных. Это может быть сделано только после того, как перемещаемый загрузчик будет знать, какова длина каждой программы и какая программа какую программу вызывает. Именно по этой причине код, вырабатываемый ассемблером, так же как и компануемые подпрограммы, находящиеся в различных библиотеках, должен иметь перемещаемую форму. (Используемые подпрограммы обычно размещаются в нескольких библиотеках. Существует, например, библиотека Фортрана, системная библиотека, может также существовать библиотека собственных часто используемых подпрограмм, таких, как подпрограммы ввода/вывода, подпрограммы генераторов случайных чисел и т. п.). В некоторых системах микро-ЭВМ перемещаемые загрузчики не используются, поэтому программисту самому



приходится задавать область памяти для каждой подпрограммы или же всю программу ассемблировать одновременно. Нет необходимости говорить о том, насколько это примитивно.

***Редакторы.*** Каким же образом составляются и вводятся в машину реальные программы, которые затем будут компилироваться, ассемблироваться и, наконец, выполняться? Жизнь значительно улучшилась с тех времен, когда все программы перфорировались на картах, а затем с грохотом вводились в машину с помощью гигантского считывающего устройства. Программа, которая носит название редактора, позволяет распечатывать команды и создавать таким образом «файл» текста. Хорошие редакторы дают возможность программисту во время печати просматривать файл; они также содержат очень удобные команды, которые позволяют отыскивать слова, изменять текст, циклически сдвигать его и т. п. Программа редактора не вникает в содержимое редактируемого текста: им может быть программа, сонет или книга (например, та, которую вы сейчас держите в руках). Он лишь создает файл текста в соответствии с ключевыми командами. Затем этот текст может быть распечатан, скомпилирован, ассемблирован (или опубликован). Впоследствии текстовый файл можно снова вызывать и редактировать, если требуется внести изменения в программе или по каким-либо другим причинам. Хороший редактор имеет для программиста большую ценность.

***Интерпретаторы.*** Языки типа Бейсика и APL работают иначе, чем упоминавшиеся выше компилируемые языки. Они не компилируют из исходной программы программу на языке ассемблера, а «смотрят» на оператор и выполняют соответствующие машинные команды. При использовании такой *интерпретирующей* программы исходный код остается нетронутым и может легко модифицироваться. Фактически для языков типа Бейсика используются простейшие редакторы, позволяющие производить вход в программу и ее модификацию.

Обычно интерпретируемые языки работают намного медленнее, чем компилируемые. Однако поскольку в данном случае не требуется производить компиляцию, ассемблирование и увязывание отдельных частей программы, последняя может быть запущена сразу же после загрузки, а результирующая простота команд делает интерпретатор более легким в использовании. Поскольку работа интерпретаторов не требует обращения к редакторам, компиляторам, ассемблерам, загрузчикам, а также выполнения различных промежуточных пересылок из внешней памяти в оперативную память машины и наоборот, они чаще всего применяются в системах, которые не используют быстродействующие внешние запоминающие устройства (диски). Например, БЕЙСИК часто используют в микропроцессорах.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## 10.16. Операционные системы, файлы и использование памяти

***Операционные системы (ОС).*** Как можно было понять из предыдущего материала, часто бывает нужно запускать различные программы в различные моменты времени и производить между ними обмен данными. Так, например, при составлении и отработке программы сначала вводится в действие редактор, который создает файл текста по командам от клавиатуры. Далее этот текстовый файл временно запоминается в оперативной памяти, после чего приходит в действие программа компилятора, которая из этого текстового файла, содержащегося в ОЗУ, формирует файл на языке ассемблера. Полученный файл затем снова помещается в ОЗУ, и запускается ассемблер, который вырабатывает из него перемещаемый файл на машинном языке. Наконец, связывающая программа объединяет этот перемещаемый машинный код с другими ассемблированными и стандартными библиотечными программами, формируя рабочую программу на машинном языке, которая и будет выполняться. Для того чтобы произвести все эти операции, необходимо иметь некую «вышестоящую» программу, которая получает нужные программы с дисков, помещает их в оперативную память и передает управление соответствующим программам. Кроме того, желательно, чтобы в каждую программу не нужно было вводить команды, необходимые для обращения к дискам (обработка прерываний, загрузка регистров состояний и команд и т. п.).

«Эти задачи выполняет *операционная система* — гигантская программа, которая следит за загрузкой и исполнением программ пользователя (тех, которые вы пишете) и сервисных программ (редактора, компилятора, ассемблера, отладчика и т. п.), а также выполняет обработку прерываний, управляет вводом/выводом, созданием файлов и манипуляциями с ними. В состав операционной системы входит *монитор* связи с оператором (вы даете ему указания запустить редактор, скомпилировать программу или начать ее выполнение) и большое число «системных вызовов», которые позволяют работающей программе прочитать (или записать) строчку текста на каком-то внешнем устройстве, определить текущую дату, передать управление другой программе, перейти в режим перекрытия программ и т. п. Хорошие операционные системы выполняют всю громоздкую работу по управлению вводом/выводом, включая «спулинг» (подкачку), который заключается в промежуточном запоминании (буферировании) входной и выходной информации и позволяет одновременно с работой программы производить ввод или вывод данных от какого-либо устройства. При работе под управлением ОС программисту не нужно думать о прерываниях, поскольку заботу о них взяла на себя операционная система: она воздействует на исполняемую программу только в том случае, когда последняя должна принять участие в обработке прерываний от какого-то определенного устройства. Наконец, работа по обеспечению правильного разделения времени (одновременного обслуживания большого



числа пользователей одной машиной) представляет собой результат системного программирования в его высшем проявлении.

***Файлы.*** Данные, записанные системой на устройства внешней (массовой) памяти (диски, ленты), организуются в файлы. В виде файлов аналогичным образом хранятся также программы пользователя, сервисные программы (редактор, ассемблер, компилятор, отладчик и т. п.) и библиотеки. Хотя носители информации во внешних накопителях физически могут разделяться на блоки или сектора удобного размера (обычно по 256 слов в блоке), сами по себе файлы могут иметь любую длину. Адресацию к блокам, секторам и т. п. обеспечивает операционная система: по заданному имени файла она выбирает требуемые данные. Из-за ограниченного объема книги мы не будем останавливаться на всех интересных подробностях, связанных с организацией файлов. Мы лишь хотим, чтобы читатель понял, что все программы (редактор, компилятор и т. п., а также исходный текст пользователя, скомпилированные программы и даже данные) размещаются на носителе внешней памяти в виде поименованных файлов и система по мере надобности может выбирать их оттуда. В процессе своей нормальной работы операционная система обычно выполняет огромное количество операций по пересылке файлов.

***Использование памяти.*** Файлы хранятся во внешней (массовой) памяти, но выполняемая программа должна находиться в оперативном запоминающем устройстве машины. Простые, автономно работающие программы (не использующие операционную систему) фактически могут быть помещены в любую часть ОЗУ, за исключением особых областей, которые зарезервированы для выполнения специальных функций и имеются в любой ЭВМ. В частности, нижняя часть памяти (ячейки с младшими номерами) обычно служит в качестве векторного пространства для прерываний или используется под область «нулевой страницы» для косвенной однобайтной адресации. Некоторые машины имеют специальные ячейки для «автоувеличения». Наконец, в ряде ЭВМ некоторая область ОЗУ используется для адресации к периферийным устройствам (ввод/вывод с расширением памяти).

Операционные системы вносят дополнительные требования. В большинстве случаев под ОС отводится верхняя область ОЗУ (ячейки со старшими номерами), в которой размещаются буфера, стеки, а также сама программа ОС. Операционная система может также использовать и нижнюю часть ОЗУ. При работе под управлением ОС последняя выполняет распределение памяти для программ пользователя. Здесь важно понять, что распределение памяти не является совершенно произвольным, особенно в случае использования канала прямого доступа, когда данные поступают в ОЗУ под управлением внешнего устройства.

***Принцип передачи данных.*** Малые вычислительные системы обычно используют средства внешней памяти (ленты или диски), а так-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

же диалоговые (интерактивные) устройства или устройства для получения машинного документа (твердой копии), как, например, буквенно-цифровые терминалы, печатающие устройства, графопостроители и т. п. Все эти устройства в большом ассортименте выпускаются промышленностью и могут быть подключены практически к любой ЭВМ. Поскольку для каждой ЭВМ существует определенная структура шины и предписанный ею протокол обмена сигналами, для подключения периферийного устройства к конкретной машине необходимо построить или приобрести соответствующий интерфейсный блок. Эти блоки, выполняемые обычно в виде интерфейсных карт, имеют конструкцию, которая позволяет устанавливать их в стойке ЭВМ и подключать с помощью кабеля к периферийным устройствам.

***Несовместимость.*** К несчастью, общий «дефицит совместимости» между различными ЭВМ характерен также и для периферийных устройств. Так, например, блок управления магнитной лентой вы не сможете подключить к интерфейсу накопителя на магнитных дисках, а видеотерминал — к интерфейсу графопостроителя. Дело еще осложняется тем, что периферийные устройства, выпускаемые различными фирмами, используют различные сигналы и условия передачи и не являются в общем случае совместимыми по подключению. (Вскоре мы покажем несколько удачных исключений из этой в целом весьма мрачной ситуации.) В целях повышения пропускной способности некоторые периферийные устройства передают данные в интерфейсный блок и принимают их от него по-разному, еще больше увеличивая всеобщую несовместимость. Так, например, в целях достижения максимальной скорости передачи пересылка слов между накопителем на магнитной ленте и его интерфейсным блоком производится в параллельном двоичном формате (все биты каждого слова передаются одновременно), а для пересылки данных в ОЗУ (или получения их из ОЗУ) интерфейсный блок использует канал прямого доступа. С другой стороны, терминалы с клавиатурой почти всегда используют последовательный формат побитной передачи буквенно-цифровой информации, при котором каждый знак передается в виде закодированной строки двоичных разрядов. Соответствующий интерфейсный блок постоянно осуществляет связь с ЦП посредством прерываний или программным путем. Вполне возможно, что новый стандарт на быструю передачу по параллельной шине (IEEE 48-1975, известный также как GPIB и HPIB) и приведет, в конце концов, к стандартизации условий интерфейса для скоростных периферийных устройств, однако в настоящее время параллельная скоростная передача информации имеет наибольшую несовместимость при спорадическом обращении к интерфейсу (за исключением накопителей на магнитной ленте, которые почти всегда одинаково используют одинаковые условия передачи данных).



## 10.17. Буквенно-цифровые коды и последовательная передача

Как уже упоминалось выше, передача информации между среднескоростными периферийными устройствами и ЭВМ производится, как правило, последовательно по одной линии и использует 8-элементный код ASCII (Американский стандартный код для обмена информацией). Существует также ряд других буквенно-цифровых кодов, например 8-элементный двоично-десятичный код EBCDIC, применяющийся главным образом в больших машинах, код Холлерита, служащий для записи информации в перфокартах, 5-элементный код Бодо, который долгое время являлся стандартным кодом для телетайпов, но в настоящее время почти полностью вышел из употребления. Кроме того, существуют несколько алфавитно-цифровых кодов, которые используются для обмена данными с определенными устройствами ввода/вывода, например код ИБМ Selectric, имеющий две версии: «корреспондентную» и двоично-десятичную. В этих случаях при вводе и выводе информации необходимо производить программное кодопреобразование.

***Код ASCII.*** ASCII является наиболее распространенным буквенно-цифровым кодом: он повсеместно используется в мини- и микро-ЭВМ. Семиэлементные коды символов ASCII приведены в таблице на рис. 10.7 (восьмой разряд либо используется в качестве паритетного, либо полагается равным нулю). Таблица организована в виде вертикальных столбцов, которые соответствуют различным комбинациям трех старших разрядов кода и содержат по 16 строк, определяемых четырьмя младшими разрядами. Так, например, буква M — это 1001101 в двоичном коде, 115 — в восьмеричном и 4D — в шестнадцатеричном. Таблица имеет одно удобное свойство: для того чтобы получить код строчной буквы, нужно взять соответствующий код прописной буквы и установить в «1» разряд 6. Для целых чисел значение кода ASCII равно самому числу плюс десятичное число 48. Большинство знаков препинания расположены в столбце 2; непечатающиеся управляющие символы составляют первые 32 знака алфавита ASCII. Эти знаки используются для управления печатью или же интерпретируются как команды в тех программах, которые ожидают приема буквенно-цифровых символов, например, редакторами текста. К наиболее часто используемым управляющим символам относятся NULL (нуль) — символ, содержащий нули во всех разрядах и применяющийся для разделения цепочки символов, а также и для других целей, CR (возврат каретки) и LF (перевод строки), устанавливающие при печати начало новой строки, FF (перевод формата), использующийся для перехода к новой странице, ESC (авторегистр 2), служащий часто в качестве разделителя команд, ETX (конец текста, называемый также «управляющее C»), который многими операционными системами интерпретируется как указание прервать выполнение программы. Клавиатуры, работающие в коде ASCII, обычно содержат клавишу CTRL. Если она нажата, то при манипуляциях буквенными клавишами (столбцы 4 и 5) будут вырабатываться

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

| Двоичные разряды $b_4$ $b_3$ $b_2$ $b_1$ | Строки ↓ / Столбцы → 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 0 0 0 | 0 | NUL | DLE | SP | 0 | @ | P | \ | p |
| 0 0 0 1 | 1 | SOH | DC1 | ! | 1 | A | Q | a | q |
| 0 0 1 0 | 2 | STX | DC2 | " | 2 | B | R | b | r |
| 0 0 1 1 | 3 | ETX | DC3 | # | 3 | C | S | c | s |
| 0 1 0 0 | 4 | EOT | DC4 | $ | 4 | D | T | d | t |
| 0 1 0 1 | 5 | ENQ | NAK | % | 5 | E | U | e | u |
| 0 1 1 0 | 6 | ACK | SYN | & | 6 | F | V | f | v |
| 0 1 1 1 | 7 | BEL | ETB | ' | 7 | G | W | g | w |
| 1 0 0 0 | 8 | BS | CAN | ( | 8 | H | X | h | x |
| 1 0 0 1 | 9 | HT | EM | ) | 9 | I | Y | i | y |
| 1 0 1 0 | 10 | LF | SUB | * | : | J | Z | j | z |
| 1 0 1 1 | 11 | VT | ESC | + | ; | K | [ | k | { |
| 1 1 0 0 | 12 | FF | FS | , | < | L | \ | l | \| |
| 1 1 0 1 | 13 | CR | GS | - | = | M | ] | m | } |
| 1 1 1 0 | 14 | SO | RS | . | > | N | ^ | n | ~ |
| 1 1 1 1 | 15 | SI | US | / | ? | O | _ | o | DEL |

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0/0 | NUL | Пусто | 1/0 | DLE | Авторегистр |
| 0/1 | SOH | Начало заголовка | 1/1 | DC1 | 1 |
| 0/2 | STX | Начало текста | 1/2 | DC2 | 2 } Символы управления |
| 0/3 | ETX | Конец текста | 1/3 | DC3 | 3 } |
| 0/4 | EOT | Конец передачи | 1/4 | DC4 | 4 |
| 0/5 | ENQ | Кто там? | 1/5 | NAK | Отрицание |
| 0/6 | ACK | Подтверждение | 1/6 | SYN | Синхронизация |
| 0/7 | BEL | Звонок | 1/7 | ETB | Конец блоков |
| 0/8 | BS | Возврат на шаг | 1/8 | CAN | Аннулирование |
| 0/9 | HT | Горизонтальная табуляция | 1/9 | EM | Конец носителя |
| 0/10 | LF | Перевод строки | 1/10 | SUB | Замена |
| 0/11 | VT | Вертикальная табуляция | 1/11 | ESC | Авторегистр |
| 0/12 | FF | Перевод формата | 1/12 | FS | Разделитель файлов |
| 0/13 | CR | Возврат каретки | 1/13 | GS | Разделитель групп |
| 0/14 | SO | Выход | 1/14 | RS | Разделитель записей |
| 0/15 | SI | Вход | 1/15 | US | Разделитель элементов |
| | | | 7/15 | DEL | Забой |

Рис. 10.7. Код ASCII. (С разрешения Американского национального стандарта X3.4-1977, авторские права с 1977 г. за Американским Национальным институтом стандартов. Копии можно приобрести в Американском Национальном институте стандартов, 1430, Бродвей, Нью-Йорк, 10018).

соответствующие управляющие символы из столбцов 1 и 2. Кроме того, обычно для символов CR, LF, ESC, а иногда и NULL используются отдельные клавиши.

К сожалению, код ASCII не позволяет печатать индексы, показатели степени и буквы греческого алфавита. Очень жаль, что здесь отсутствуют такие буквы, как пи, мю, омега, а также символы показателя

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



степени, которые часто используются в технических текстах. Конечно, для изменения шрифта или алфавита можно использовать управляющий символ, получив который специальная программа обработки слов будет уже иначе интерпретировать следующие после него знаки кода ASCII, распечатывая их на печатающем устройстве или графопостроителе в том алфавите, который задал пользователь.

***Последовательная побитная передача.*** Данные в коде ASCII (так же как и в любом другом буквенно-цифровом коде) могут передаваться либо в виде параллельных 8-разрядных групп (по восьми независимым линиям), либо как строчки из 8 бит, следующих друг за другом. Клавиатуры ASCII обычно имеют 8-разрядный параллельный выход, совместимый с уровнями ТТЛ. При передаче данных на терминалы и из терминалов в коде ASCII из соображений удобства используется последовательный формат. С помощью устройств, носящих название модемов (модуляторов — демодуляторов), последовательность битов преобразуется в сигналы звуковой частоты (и наоборот), которые передаются затем по телефонной линии (с помощью тонального устройства присоединения; для передачи может быть использован и обычный телефонный аппарат). В данном случае применение последовательного формата наиболее оправданно. При последовательной связи используется стандартный протокол побитной передачи и фиксированные значения скоростей. Данные передаются *асинхронно* и содержат *стартовый* и *стоповый* биты (иногда два стоповых): которые добавляются в начале и в конце каждого 8-разрядного символа ASCII, образуя группу из 10 разрядов. Фиксированные скорости, используемые приемником и передатчиком, могут иметь следующие значения: 110 (при двух стоповых битах), 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 и 19 200 Бод (т. е. периодов тактовой частоты в секунду). Принцип асинхронной последовательной передачи иллюстрируется на рис. 10.8.

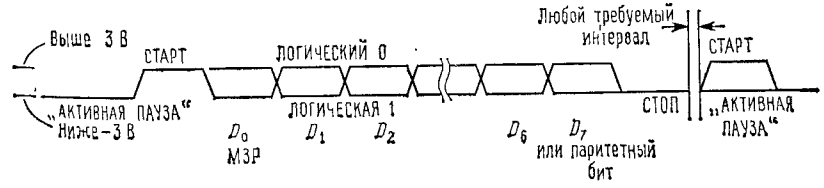



Рис. 10.8. Временная диаграмма последовательной передачи байта информации по интерфейсу RS-232C.

Когда информация не передается, передатчик находится в состоянии активной паузы (передача «токовой» посылки, если воспользоваться телеграфной терминологией). Каждый передаваемый символ начинается со стартового бита, за которым следуют 8 бит кода ASCII, и заканчивается стоповым битом; длительность последнего должна быть не менее одного периода тактовой частоты (при передаче на скорости 110 Бод — два периода), но может быть и больше. На приемной стороне УАПП (универсальный асинхронный приемопередатчик) или ана-

логичное ему устройство (см. разд. 8.27 и 11.9), работающее на той же скорости, синхронизируется по каждой 10-разрядной группе и преобразует входную последовательность битов в 8-разрядную параллельную группу данных. Поскольку при передаче каждого символа приемник синхронизируется по стартовому и стоповому битам, поддерживать тактовую частоту с высокой точностью нет необходимости. Тактовые генераторы приемника и передатчика должны лишь обеспечивать сохранение синхронизма на время передачи одного символа в пределах долей периода, т. е. требуемые точность и стабильность частоты должны составлять величину порядка нескольких процентов. Каждый символ завершается стоповым битом, который устанавливает систему в состояние паузы, если сразу не начинается передача следующего символа. Существуют программируемые формирователи рабочих тактовых сигналов (т. е. программируемые делители частоты), которые из входного высокочастотного сигнала вырабатывают набор тактовых последовательностей с частотами, соответствующими стандартным скоростям передачи. Требуемая частота из этого набора выбирается с помощью двоичного кода.

***Дуплекс и полудуплекс.*** Буквенно-цифровые терминалы (эти терминалы кроме клавиатуры содержат дисплей или печатающее устройство) могут осуществлять связь с машиной в режиме дуплекса либо полудуплекса. В дуплексном режиме клавиатура и печатающее устройство работают совершенно независимо и подключаются к машине с помощью индивидуальных последовательных линий. Это обычная организация связи, при которой каждый символ, полученный ЭВМ, передается обратно на терминал и распечатывается. При полудуплексной работе принятые символы машина обратно не передает.

***«Токовая петля» и интерфейс RS-232C.*** Существуют два способа передачи сигналов в коде ASCII. Первый способ, который используется на телетайпах, а также предусматривается в качестве дополнительной возможности в большинстве терминалов, представляет собой коммутацию тока 20 мА (иногда 60 мА) с заданной частотой, соответствующей скорости передачи. Более широкое распространение имеет второй способ, при котором данные передаются стандартными биполярными уровнями интерфейса EIA RS-232, который был рассмотрен в разд. 9.17. Этот интерфейс стандартизирует даже разъемы (25-контактный сверхминиатюрный разъем типа D) и распайку выводов, что делает совместимыми по подключению все устройства, использующие интерфейс RS-232C. Среди глобальной несовместимости, царящей в промышленности электронных вычислительных средств, это кое-что значит.

### 10.18. Сопряжение с цифровыми устройствами

Когда разработчик начинает проектировать интерфейс, предназначенный для ввода в машину чисел от внешнего прибора, он обнаруживает, какой разнобой царит в этой области: разные приборы выводят данные различными способами. Приборы, разрешающая способность которых не превышает нескольких цифр (или битов), как, например, $3^1/_2$-знаковый цифровой вольтметр, обычно все цифры выводят одновременно (символы параллельно, биты параллельно). Другие приборы, как, например, 8-знаковый счетный частотомер, последовательно выводят каждую цифру (символы последовательно, биты параллельно), часто со скоростью обновления показаний внутреннего индикатора. В качестве иллюстрации на рис. 10.9 приведена схема интерфейса для получения данных от 8-знакового счетчика.



На рисунке представлена законченная схема интерфейсного блока, предназначенного для сопряжения с шиной МС-16, содержащая флажки состояний, а также схемы прерывания и выборки устройства. Счетчик, показанный в левом нижнем углу, последовательно выводит на интерфейс цифры с адресами (0—7) и вырабатывает импульс СТРОБ, когда данные поданы на шину. Счетчик начинает с младшей значащей цифры (МЗЦ) и завершает полный цикл выводом старшей цифры (цифра 7). Последовательно вводимые цифры запоминаются с помощью восьми 4-разрядных D-регистров типа 74LS173, которые имеют выходы с тремя состояниями и раздельно тактируются сигналами от дешифратора адреса цифры. Здесь используется дешифратор «1 из 8» типа 74LS138, который по адресному коду и стробирующему импульсу вырабатывает тактирующие сигналы для каждой цифры.

Таким образом, состояние счетчика запоминается на восьми регистрах, выходы которых объединены в две группы по 4 цифры (16 бит). Машина может считать эти восемь цифр с помощью двух последовательных команд ввода с адресными кодами, отличающимися в двух младших разрядах. Шесть старших разрядов адреса задаются в интерфейсе с помощью шести однополюсных ключей, выполненных в виде одной стандартной ИМС (в двухрядном корпусе DIP). Дешифрация адреса происходит следующим образом: если шесть старших разрядов адреса, действующих на линиях $A_2$—$A_7$, совпадают с адресным кодом устройства, заданным с помощью ключей, на выходе 6-разрядного компаратора возникнет НИЗКИЙ уровень, который по совпадению с импульсом ВВОД откроет стробируемый дешифратор «1 из 8» типа 74LS138. Последний дешифрует два младших разряда адреса и вырабатывает раздельные сигналы разрешения ввода данных, соответствующие двум смежным адресным кодам устройства. Такой способ дешифрации адреса является общепринятым, поскольку различным регистрам одного и того же интерфейсного блока обычно присваивается несколько последовательных адресов.

Когда от счетчика принята последняя цифра очередной группы, устанавливается флажок состояния (ГОТОВО), который может быть считан по команде ввода, обращенной к устройству с адресным кодом КУ + 2, где КУ — код устройства, заданный с помощью ключей. Кроме того, сигнал ГОТОВО вырабатывает запрос на прерывание, используя обычную схему прерываний. Заметим, что во время опроса прерываний адресный код устройства поступает на линии данных с тех

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

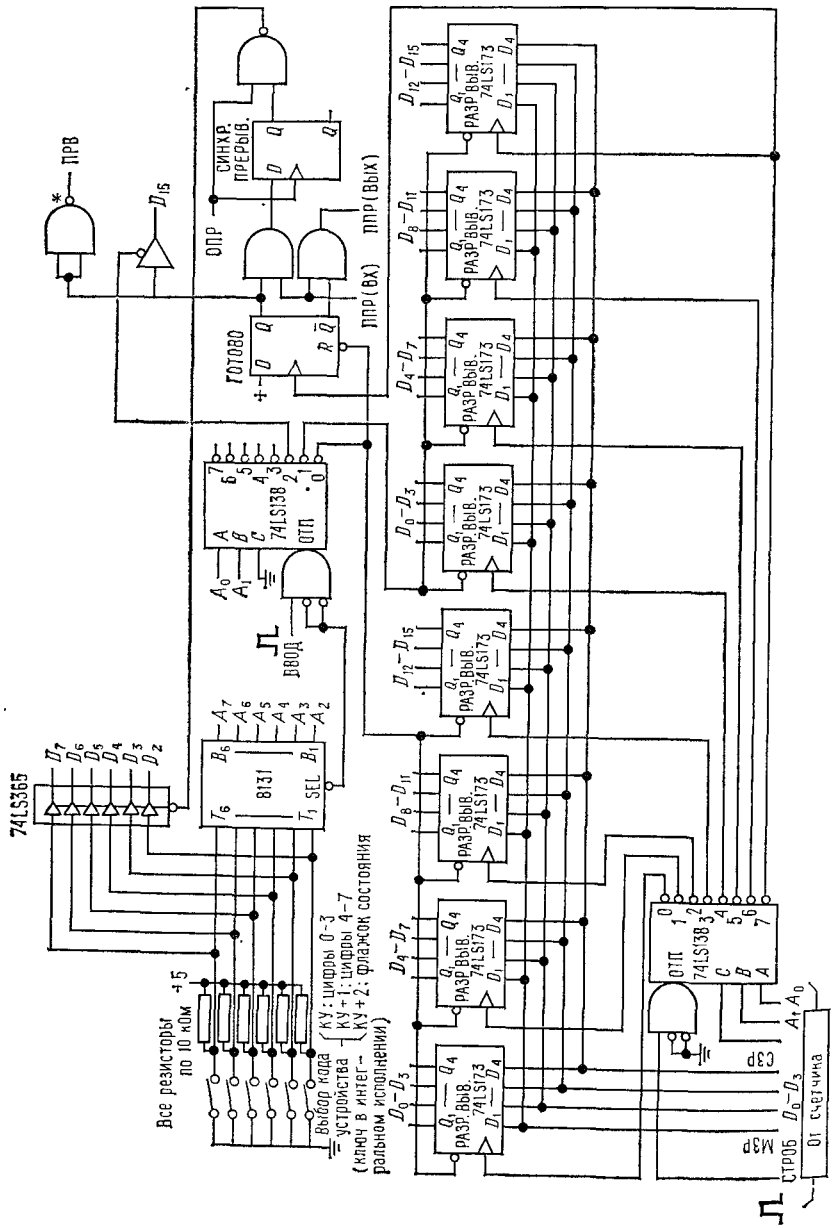



Рис. 10.9. Интерфейс цифрового вольтметра: последовательные цифры преобразуются в параллельные слова.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



же адресных ключей, через буферную схему с тремя состояниями 74LS365. Такая организация является значительно более гибкой по сравнению со схемами, имеющими жесткую распайку адреса прерывания и использующими дешифраторы (рис. 10.5).

Рассмотренная интерфейсная схема представляет собой простой пример уплотнения данных, процесс, при котором несколько чисел размещаются в одном машинном слове. Если каждое число состоит из одного бита, то в 16-разрядном машинном слове можно разместить 16 таких чисел. Это не так странно, как может показаться: точно то же самое делается для обеспечения максимальной пропускной способности канала ввода/вывода при периодическом прямоугольном сигнале. Конечно, в тех случаях, когда скорость передачи не играет большой роли, проще всего обеспечить ввод данных при минимальных аппаратурных затратах, выполняя уплотнение и преобразование данных программным путем. В рассмотренном примере можно было бы запоминать в интерфейсном блоке и передавать в машину каждый раз только одну цифру, разумеется, при условии, что задержка в ЭВМ достаточно мала и не будет приводить к потере информации.

***Преобразование числовых форматов.*** В предыдущем примере два слова, которые вводились в машину, не были представлены во внутреннем формате ЭВМ: фактически в каждом слове размещались четыре цифры, выраженные в двоично-десятичном коде. Для того чтобы можно было производить над ними вычисления, их нужно преобразовать

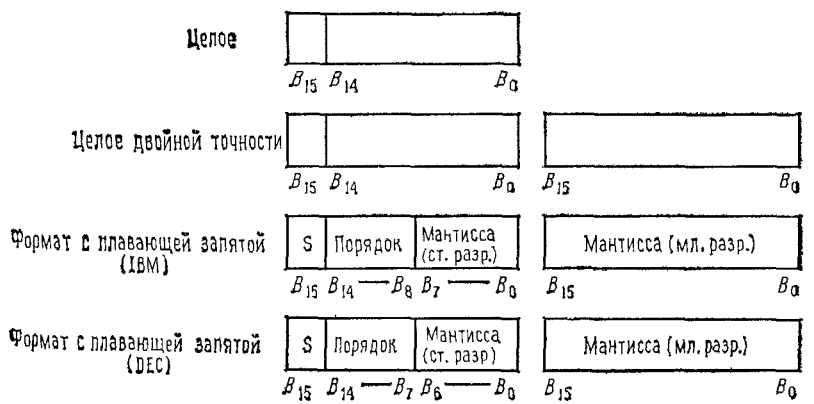



Рис. 10.10. Способы представления чисел в машине.

в целые числа или в числа с плавающей запятой. Давайте рассмотрим формы представления чисел (числовые форматы), которые обычно применяются в вычислительных машинах (рис. 10.10). Вкратце мы о них уже упоминали в начале гл. 8. Биты информации на рис. 10.10 сгруппированы в 16-разрядные слова, которые наиболее распространены в мини-ЭВМ. В машинах, использующих, скажем, 8-разрядные

слова, для записи каждого числа потребуется в два раза больше машинных слов. Целые числа представляются 16-разрядными группами в дополнительном коде, при этом старший разряд определяет знак. В форме 16-разрядных целых чисел могут быть представлены величины от —32 768 до +32 767. Для представления больших величин иногда употребляются целые «двойной точности» (32 разряда), имеющие дополнительно 16 разрядов. (Для машин, использующих 32-разрядные слова, такой формат является стандартным.) С помощью 32 разрядов можно представлять целые величины в диапазоне $-2{,}15\times10^{9}$.

Среди различных способов представления чисел с плавающей запятой наиболее распространенным является 32-разрядное, при котором 1 бит используется под знак, 7 — под порядок и 24 — под мантиссу. При такой форме представления порядок указывает, в какую степень нужно возвести число 16 для того, чтобы получить коэффициент, на который будет умножаться мантисса. Порядок выражается в смещенном коде таким образом, что нулевому показателю степени в поле порядка соответствует число $1\ 000\ 000_2$ и, следовательно, порядок может меняться от —64 до +63. В таком формате могут быть представлены числа с любым знаком в диапазоне от $5{,}4\times10^{-79}$ до $7{,}2\times10^{75}$. Поскольку поле порядка определяет степень числа 16 (а не 2), мантисса может содержать вначале до трех незначащих нулей, т. е. в нормализованной мантиссе старшая шестнадцатеричная цифра всегда ненулевая.

**Упражнение 10.1.** Для того чтобы понять смысл последнего утверждения, запишите в формате с плавающей запятой число 1,0. Теперь запишите следующее меньшее число, которое может быть представлено в этом же формате.

**Упражнение 10.2.** Покажите, что диапазон чисел, которые могут быть представлены в формате с плавающей запятой, действительно соответствует указанному.
Подсказка: мантисса должна быть «нормализована».

Существует еще один распространенный формат представления чисел с плавающей запятой, также использующий 32-разрядные слова. Он применяется в PDP-11 и других машинах фирмы DEC. В этом формате под знак отводится 1 бит, но под порядок — 8, а под мантиссу — 23. Порядок также выражается в смещенном коде, но на этот раз определяет степень числа 2. В такой форме могут быть представлены числа с любым знаком от $2{,}9\times10^{-39}$ до $1{,}7\times10^{38}$. Интересной особенностью данного способа является «скрытый» разряд точности: нормализованная мантисса всегда имеет ненулевой старший разряд и, следовательно, при воспроизведении его в слове он будет избыточным. Таким образом, старшим разрядом мантиссы фактически является второй по старшинству бит, записанный в поле мантиссы. Такое представление чисел с плавающей запятой позволяет, за счет ухудшения динамического диапазона, повысить точность по сравнению с более распространенной формой представления по степени числа 16. В любом случае можно обеспечить двойную точность, прибавляя к мантиссе дополнительные 32 разряда без изменения полей знака и порядка.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Упражнение 10.3.** Покажите, что диапазон чисел, представляемых в формате с плавающей запятой, будет именно таким, как было указано. Смотрите подсказку к упражнению 10.2.

В зависимости от типа входной информации, количества цифр, диапазона их изменений и т. п. может оказаться предпочтительней преобразовать их в формат с плавающей запятой (больший динамический диапазон) либо представить в виде целых (большая разрешающая способность) или же подвергнуть какой-либо другой цифровой обработке (например, брать отклонение от среднего значения). Это обычно выполняет драйвер данного устройства — подпрограмма, которая фактически управляет вводом данных. В этом смысле нельзя построить оптимальные программные средства, не зная, что из себя представляют данные, и не понимая принципа действия аппаратной части интерфейса. Вот еще одна причина для того, чтобы познакомиться с удивительным миром электронных схем.

## ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Постройте интерфейсную схему, которая по сигиалу ВЫВОД будет загружать 16-разрядный счетчик с параллельным занесением (например, 4 ИМС типа 74LS193), а по сигналу ВВОД — пересылать его содержимое обратно в процессор. Счетчик тактируется внешними импульсами с уровнями ТТЛ. Адресный код устройства задавайте с помощью интегральных ключей.

Эта простая схема может применятся в качестве многоканального сканирующего устройства. В начале каждого интервала времени машина программно заносит в счетчик содержимое одной из последовательных ячеек памяти, а в конце интервала считывает содержимое счетчика и переходит к следующей ячейке. Таким способом можно построить гистограмму зависимости числа поступивших импульсов от времени, повторяющиеся сигналы могут быть усреднены путем повторения всего процесса синхронно с периодом сигнала (см. разд. 14.13).

(2) Алгоритм, известный под названием быстрого преобразования Фурье (БПФ) Кули — Такея, позволяет значительно сократить время вычисления дискретного преобразования Фурье для совокупности чисел и часто используется при отыскании периодичностей в данных, полученных в результате научных экспериментов. С помощью этого алгоритма преобразование Фурье выполняется «на месте», т. е. массив данных заменяется соответствующим массивом частотных компонент. Однако здесь есть одна особенность: частоты располагаются не по порядку, они все перемешаны и содержимое каждой ячейки памяти X нужно перекачать в ту же ячейку X, т. е. считать двоичное содержимое X в обратном направлении (например, СЗР↔МЗР и т. п.).

Для того чтобы ускорить этот процесс (обратное чтение чисел в машине не такая уж простая операция), постройте для 8-разрядной ЭВМ периферийное устройство, которое будет производить «реверс» 8-разрядных чисел, полученных от ЦП. Периферийное устройство должно иметь адресный код 13 и производить ввод/вывод только под управлением программы. Задача эта решается довольно просто.

(3) Постройте аппаратный блок для программируемого 16-разрядного АЦП с поразрядным уравновешиванием. По команде OUT ЭВМ вводит в это устройство пробное число 16-разрядное (первое приближение), а затем по команде IN считывает из него бит, который указывает, превысило или не превысило это число преобразуемый аналоговый уровень. На основе результатов предыдущих испытаний ЭВМ вырабатывает программным путем последовательность пробных чисел (см. следующее упражнение).

Некоторые детали: используйте код устройства $99_{10}$. По сигналу ВЫВОД должен запускаться одновибратор, длительность выходного импульса которого равна времени преобразования АЦП. По окончании этого импульса должен устанавливаться флажок состояния, сообщающий о том, что машина готова считать выход компаратора.

В качестве бита состояния используйте СЗР регистра состояний, а выход компаратора помещайте в 7-й разряд (СЗР младшего байта), 1 должна означать, что выход АЦП превышает значение входного аналогового уровня.

**(4)** Упражнение для любителя. Составьте программу управления АЦП для машины МС-16.

**(5)** Постройте программируемый таймер. Он должен вырабатывать запросы на прерывание и формировать бит состояния через каждые *n* милисекунд, где *n* задается 8-разрядным двоичным числом, которое передается в периферийное устройство по команде OUT. Можно запрограммировать временные интервалы от 1 до 255 мс.

**(6)** Снабдите таймер программируемой схемой масштабирования. Она будет задавать степень числа 10, определяющую коэффициент, на который должно умножаться минимальное значение периода. С помощью двух дополнительных разрядов можно задавать «порядок», который позволит умножать программируемый период на коэффициенты 1, 10, 100 или 1000.

**(7)** Постройте периферийное устройство с последовательным выходом в коде ASCII. Оно должно принимать из ЦП 8-разрядный символ, используя ввод/вывод под управлением программы, а затем передавать его вовне с помощью УАПП. Периферийное устройство должно иметь два бита состояния, один из которых (ЗАНЯТО) сообщает о том, что устройство находится в состоянии передачи символа, а второй (ВЫПОЛНЕНО) — о том, что передача символа закончена. Сигнал ВЫПОЛНЕНО должен также инициировать прерывание. Считайте, что УАПП имеет параллельный 8-разрядный информационный вход, стробирующий вход, флажок БУФЕР ЗАПОЛНЕН (устанавливается, когда устройство производит передачу вовне) и тактовый вход. Это показано на рис. 10.11.

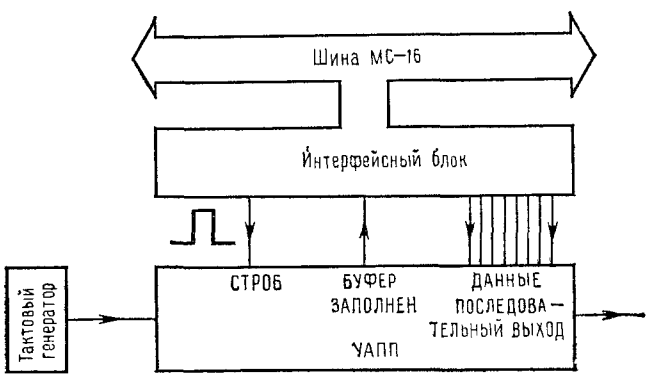



Рис. 10.11.

**(8)** Составьте подпрограмму (WRL — записать строку write a line) для управления периферийным устройством из предыдущего упражнения. Эта подпрограмма должна считывать из АК адрес первого передаваемого символа, выводить группу символов из последовательных 8-разрядных ячеек памяти и возвращаться к вызывающей программе после обнаружения и распечатки символа возврата каретки (к которому программа добавляет символ «перевод строки»).

**(9)** В машине можно создать стек, который не будет использовать специальных стековых команд. В частности, если выбрать для хранения указателя стека определенную ячейку памяти (назовем ее POINT) и первоначально загрузить в нее первый адрес области памяти, зарезервированной под стек (фактически тот же адрес минус единица), то с помощью двух команд МС-16

```
ISZ POINT
STA @POINT
```

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



содержимое аккумулятора будет занесено в стек, а пара команд

```
LDA @POINT
DSZ POINT
```

отправит предыдущее число из стека в аккумулятор. а) Объясните, как работают эти команды и каким образом стек может использоваться для хранения адреса возврата и переменных во время вызова подпрограммы, без их повторного ввода. б) Объясните почему команды в каждой паре должны следовать именно в указанной последовательности, чтобы стек правильно работал во время прерывания. в) Что произойдет, если выборка из стека будет производиться большее число раз, чем его загрузка?

# Глава 11

# МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Из имеющихся на сегодняшний день типов интегральных схем микропроцессор — наиболее совершенный. Это целая ЭВМ, выполненная на одном чипе. В гл. 10 мы показали, что микропроцессоры являются полноценными центральными процессорами (ЦП) ЭВМ, включая арифметическое устройство, несколько регистров, устройство магазинной памяти, размещенную на чипе память (как ПЗУ, так и ЗУПВ) [1] и аналоговое устройство ввода/вывода (В/В). Конечно, не всякий микропроцессор содержит память и В/В, поскольку некоторые из них приспособлены для вычислений с максимальной скоростью и изяществом, в то время как другие сконструированы специально для простых приложений, когда желательно иметь минимум «вспомогательных чипов». Самые дешевые микропроцессорные чипы при массовом производстве обходятся всего в 2 долл., а существенную вычислительную мощность можно получить менее чем за 10 долл. Термины «микропроцессор» и «микро-ЭВМ» мы будем в дальнейшем применять так, как они были определены в гл. 10. Микропроцессор — это сам по себе чип ЦП, тогда как микро-ЭВМ — это построенная вокруг микропроцессора вычислительная система, обычно включающая внешнюю память (диски), терминалы, печатающие устройства и т. д.

Большая часть понятий, связанных с интерфейсом и программированием, введенных в гл. 10 применительно к мини-ЭВМ, непосредственно приложима и к микропроцессорам, поэтому для чтения этой главы требуется знакомство с содержанием гл. 10. Нам не понадобится много говорить о микро-ЭВМ, поскольку в большинстве случаев они сходны с мини-ЭВМ. Однако микропроцессоры можно использовать как части различного оборудования. Основанные на микропроцессорах приборы обычно имеют более высокие показатели при меньшей стоимости и меньшей конструктивной сложности по сравнению с аналогичными приборами, использующими отдельные логические чипы. Поэтому ни один компетентный инженер не может позволить себе игнорировать эти многообразные устройства. Если сказанного мало, чтобы побудить вас их изучать, можно добавить, что микропроцессоры занимательны, и вокруг них возникло новое массовое увлечение вместе с полудюжиной любительских журналов.

[1] Напоминаем: ПЗУ — постоянное ЗУ, ЗУПВ — запоминающее устройство с произвольной выборкой.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Поскольку микропроцессоры могут специально предназначаться для использования в качестве составных частей оборудования, его конструктору приходится играть все возрастающую роль в проектировании и программировании мини-ЭВМ. В частности, конструирование с применением микропроцессоров включает такие задачи, как выбор типа памяти (ЗУПВ, электрически программируемое ПЗУ, гибкий диск) и способа его размещения в «пространстве памяти», решение вопроса о форме и структуре устройства ввода/вывода (в том числе выбор в качестве элементов для построения В/В либо обычных СИС, знакомых нам по гл. 8 и 9, либо вспомогательных БИС частного применения), а также составление и отладку необходимых программ в контексте контролируемого микропроцессором оборудования. В общем конструктору такого оборудования для успешной работы необходимо в совершенстве владеть как техникой программирования на машинных языках, так и навыками конструирования аппаратуры.

Эту главу мы начнем с подробного рассмотрения одного определенного микропроцессора (Intel 8085). Этот процессор удобен для применения в аппаратуре ввиду простоты предъявляемых им требований к питанию и синхронизации (одно напряжение +5 В и один внешний кристалл, необходимый для работы размещенного на самом чипе генератора) и хорошо приспособленной для различных применений системы команд. Сначала будут рассмотрены внутренние операции и система команд этого микропроцессора. Затем мы поговорим о программировании и приведем один простой пример его применения: многоканальный счетчик, использующий кроме микропроцессора с его памятью только стандартные элементы ТТЛ. Ни одна микропроцессорная система не может быть полной без соответствующего математического обеспечения, и потому мы опишем необходимое для данного примера программирование.

Полностью изучив этот конкретный пример, мы перейдем к рассмотрению важных для приложений микропроцессоров компонент: вспомогательных чипов СИС и БИС и разных форм памяти. Применение этих чипов будет проиллюстрировано на примере схемы микропроцессора универсального назначения, который может быть запрограммирован для решения различных задач. Далее в этой главе будут рассмотрены синхронизация, шины данных и другие широко распространенные микропроцессоры. В заключение мы попытаемся охватить взглядом всю технику разработки микропроцессорных систем — системы разработки, платы программирования и эмуляторы.

## ПОДРОБНОЕ ОПИСАНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРА 8085

### 11.1. Архитектура

Изобилие различных типов микропроцессоров может создать для конструктора настоящую проблему. Несовместимость как устройства (линии связи, протокол интерфейса и т. д.), так и систем команд

отдельных микропроцессорных чипов — правило в мире микропроцессоров, как и в мире мини-ЭВМ и больших ЭВМ. Вместо того чтобы пытаться выбрать наилучший для данной работы микропроцессор, разумнее, по-видимому, остановиться на микропроцессоре достаточно хорошем, а затем построить для него систему разработки и как следует ее освоить. Правильность такого подхода становится особенно очевидной, если учесть, что при конструировании с применением микропроцессоров затраты труда и средств на разработку математического обеспечения часто превышают затраты на разработку самой аппаратуры.

В этой главе мы сосредоточим внимание на широко известном микропроцессоре Intel 8085, который является улучшенным вариантом некогда знаменитого микропроцессора 8080. Он имеет такую же систему команд, но имеет ряд аппаратурных усовершенствований, упрощающих его применение в конкретных устройствах. Например, для работы микропроцессора 8080 требуются три напряжения питания и два поступающих извне тактовых сигнала с уровнем 12 В и точно выдержанной задержкой между ними. Возникающие в связи с этим неудобства часто заводили работавших с микропроцессором 8080 конструкторов в такие ловушки, как пресловутая «проблема тактов», которая сопутствовала MITS и Altair 8800 (первоначально выпускавшаяся любительская мини-ЭВМ) и возникала в тех случаях, когда жесткие требования, предъявляемые двумя тактовыми входами микропроцессора, не удовлетворялись достаточно строго. Несколько компаний рекламировали в любительских журналах специальные наборы, предназначенные для решения «проблемы тактов». В те времена мы были рады всему, что действовало. Однако конструкторы наших дней требуют (и добиваются) несравненно большей простоты применения микропроцессоров. Хотя более современные микропроцессоры уже оставили позади микропроцессор 8085, он вполне пригоден для решения большинства задач и остается популярным из-за своей низкой цены и широко распространенного знакомства пользователей с системой команд оригинального микропроцессора 8080.

***Структурная схема микропроцессора 8085.*** На рис. 11.1 показана структурная схема ЦП 8085. Обратите внимание на то, как ЦП организован вокруг своей внутренней шины данных, с которой соединены накопитель, арифметико-логическое устройство, регистр кода операции и содержащий 8-битовые и 16-битовые регистры массив регистров. Из 8-битовых регистров можно составлять 16-битовые пары регистров, и существуют команды, предназначенные для действий с регистрами и с парами регистров. Хотя ЦП 8085 — это в основном 8-битовая (байтовая) ЭВМ, 16-битовые регистры нужны для адресации памяти. С 8 бит вы можете адресовать всего 256 ячеек, в то время как с 16 бит — уже 65536. Микропроцессор содержит устройство управления и синхронизации, которое дирижирует движением сигналов по внутренней шине данных и по внешним линиям управ-



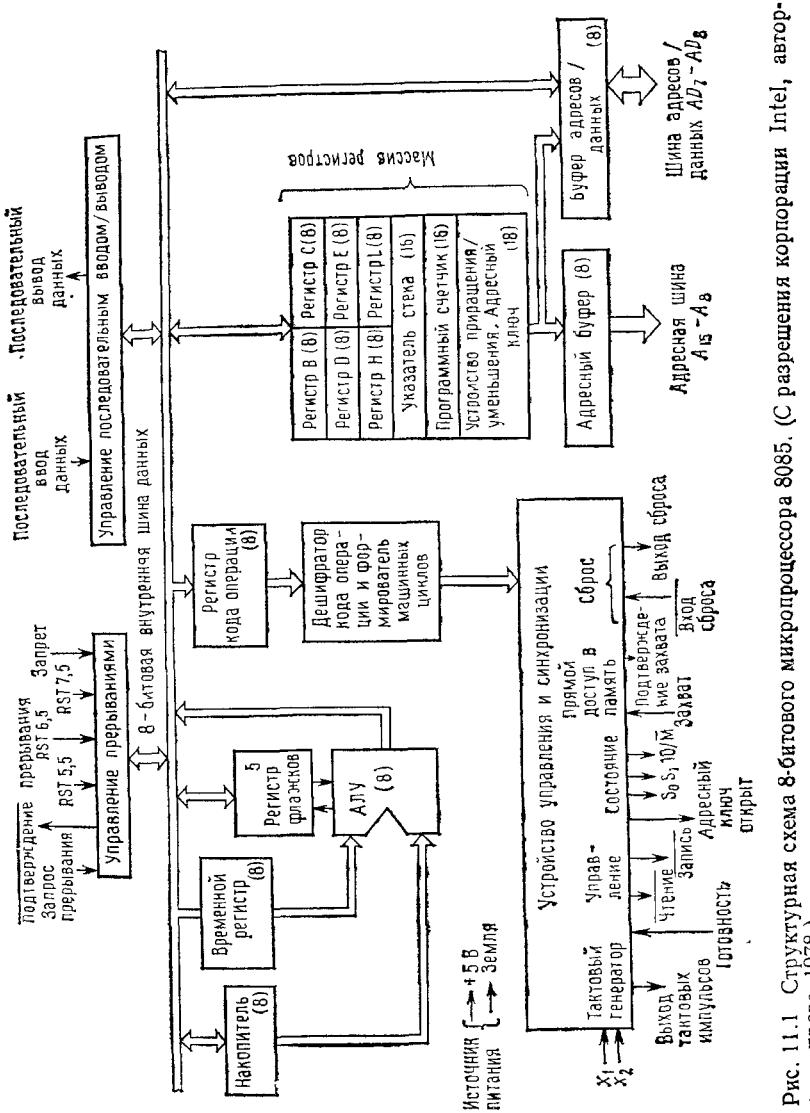



Рис. 11.1 Структурная схема 8-битового микропроцессора 8085. (С разрешения корпорации Intel, авторское право 1978.)



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ления в соответствии с выходными сигналами дешифратора кода операций. Запомните, что внутренняя шина данных микропроцессора относится к его внутренней компетенции; связь с микропроцессором поддерживается исключительно через специальные внешние линии связи (шина данных, адресная шина и т. д.), и вам никогда не придется обращаться к ней непосредственно.

Чтобы помочь вам ориентироваться в схеме, сразу укажем, что накопитель — это место, в котором производится большинство арифметических (сложение, вычитание, дополнение и т. д.) и логических (И, ИЛИ, сравнение и т. д.) операций. Пара регистров HL играет особую роль — она является «указателем» для памяти; ячейка памяти, адрес которой находится в данный момент в паре HL, служит регистром при выполнении большинства арифметических операций. Вообще говоря, пары регистров используются для 16-битовой арифметики и для адресации (здесь 16 бит необходимы), причем двухрегистровая арифметика применяется при вычислении адресов и формировании индексов (вычисление последовательных адресов элементов массивов, таблиц, строк текста и т. д.). Флаговый регистр используется для контроля и при организации переходов всех видов.

Адресная шина микропроцессора 8085 заслуживает небольшого пояснения. Чтобы оформить микропроцессор 8085 в виде корпуса с 40 выводами и в то же время иметь возможность использовать достаточное число выводов для входных линий (таких, как линии прерывания), конструкторы решили использовать выводы 8-битовой шины данных одновременно для второй половины адресной шины, заставив их выполнять двойную работу. Таким образом, старшие 8 бит 16-битового адреса передаются по своим собственным выводам, а его младшие 8 бит — по тем же выводам, что и данные, но не одновременно с ними. Другими словами, для высылки адреса микропроцессор использует как адресную шину (старшие биты), так и шину адресов/данных (младшие биты), в то время как для передачи данных используется только шина адресов/данных. Как вы скоро убедитесь, использование одной и той же шины для передачи и адресов, и данных является преимуществом, поскольку при этом уменьшается количество внешних соединений.

## 11.2. Внутренние операции

Начнем с программного счетчика (ПС). Этот 16-битовый регистр содержит адрес следующей подлежащей выполнению команды из программы. За исключением случаев перехода, последовательно выполняемые команды и в памяти следуют друг за другом, ПС продвигается после выполнения каждой команды. Когда процессор готов к выполнению следующей команды, он посылает содержимое ПС по адресной шине во внешнюю память, считывает в соответствующей адресу ячейке памяти 1 байт данных и по шине данных пересылает его в регистр кода операции. Затем он действует в соответствии с командой и в процессе ее выполнения может один или несколько раз обращаться к внешней памяти.



Для понимания работы микро-ЭВМ, а фактически и почти всякой ЭВМ с небольшой длиной слова важно знать, что одна машинная команда может иметь более одного слова в длину. Например, любая команда, обращающаяся к памяти (такая, как «загрузить накопитель из такой-то ячейки памяти»), должна иметь 16 бит только для указания адреса («ячейка памяти»), не считая некоторого количества битов, нужного для указания самого действия («загрузить накопитель»). Команда микропроцессора 8085 может иметь в длину от одного до трех слов (байтов); первый байт определяет операцию (например, «загрузить накопитель») и известен как «код операции» (КОП) в то время как следующие байты указывают все остальное (адрес, число), что необходимо для выполнения команды. Как мы скоро увидим, любая команда при письме обозначается одним мнемоническим сокращением (символом языка ассемблер), которое выглядит как одно слово, и это часто вводит в заблуждение начинающих, заставляя их ошибочно думать, что одна команда занимает одно слово в памяти. В зависимости от длины команды (от 1 до 3 байт) содержимое ПС увеличится при ее выполнении на 1, 2 или 3, если это не команда перехода. (При выполнении команды перехода содержимое ПС может измениться на любую величину.)

***Анатомия одного командного цикла.*** Чтобы получить представление о том, как действует микропроцессор, мы детально рассмотрим шаги, которые он совершает при выполнении одной из команд.

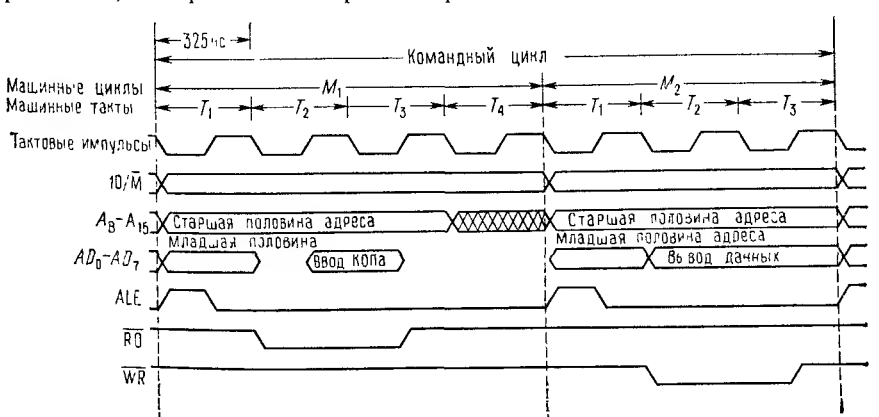



Рис. 11.2. Временна́я диаграмма выполнения команды MOV M, B.

Хотя для применения микропроцессоров понимание на этом уровне не обязательно, оно внесет ясность в ваши представления об их работе и может оказаться полезным при отладке программ. На рис. 11.2 приведена временная диаграмма типичного командного цикла, в данном случае для команды MOV M, B. Эта команда передает содержимое

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

одного из регистров ЦП (регистра B) в ячейку памяти, адрес которой определяется парой байтов, оказавшейся в данный момент в регистрах H и L. (Это называется косвенной адресацией; H и L содержат соответственно старший и младший байты адреса.) Последовательность прохождения сигналов по линиям синхронизации, адресным линиям и линиям данных показана одновременно с происходящим на трех контрольных линиях: линии ALE (Address Latch Enable — разрешение адресного режима), линии $\overline{RD}$ (Read — ЧТЕНИЕ) и линии $\overline{WR}$ (Write — ЗАПИСЬ). Линия ALE необходима из-за того, что передача данных совмещена в шине адресов/данных с передачей младших половин адресов.

Цикл этой конкретной команды подразделяется на два машинных цикла, $M_1$ и $M_2$, в каждом из которых происходит одна передача данных в память или из памяти. Каждый из машинных циклов в свою очередь делится на машинные такты, от $T_1$ до $T_4$, соответствующие тактовым импульсам системы. Во время $M_1$ ЦП получает из памяти код операции (которая в данном случае имеет в длину только один байт), а в течение $M_2$ он производит само перемещение данных из регистра B в память. Для выполнения других команд может понадобиться до пяти машинных циклов, от $M_1$ до $M_5$, причем каждый цикл может содержать до шести машинных тактов, от $T_1$ до $T_6$. Передача данных в память или из памяти всегда занимает один полный машинный цикл, в начале первого такта ($T_1$) которого обязательно присутствует импульс ALE. Младшие разряды адреса подаются на шину адресов/данных $AD_0$—$AD_7$ в течение такта $T_1$, а для их занесения в соответствующий регистр используется задний фронт импульса ALE. Во время остальных тактов каждого цикла линии адресов/данных можно использовать для числовых операций, синхронизация которых обеспечивается при помощи линий ЧТЕНИЕ и ЗАПИСЬ.

Любой командный цикл по необходимости начинается с машинного цикла $M_1$, который передает в ЦП КОП команды и потому включает операцию выборки соответствующих данных из памяти в течение машинных тактов $T_2$ и $T_3$. Процессор заносит этот КОП с шины адресов/данных в регистр кода операции примерно в середине такта $T_3$ и во время такта $T_4$ переходит к выполнению команды. Выполнение многих команд не требует дальнейших обращений к памяти и потому заканчивается циклами $T_4$ или $T_5$. Но в случае команды MOV M, B процессор обнаруживает (во время $T_4$), что он должен передать в память содержимое регистра B. Поэтому процессор начинает второй машинный цикл $M_2$, высылая в память адрес назначения, которым в данном примере служит содержимое пары регистров HL.

В течение машинных тактов $T_2$ и $T_3$ процессор при помощи 8-битовой внутренней шины данных соединяет регистр B с шиной данных и одновременно подает импульс на линию ЗАПИСЬ. Соединение поддерживается до тех пор, пока длится импульс ЗАПИСЬ, и данные должны быть зафиксированы фиксирующей схемой следящего типа до его окончания или запускаемой по фронту схемой по его заднему фронту [1]. Время, необходимое для того, чтобы память «поняла», что к ней обращаются, и приняла данные, которые должны быть в ней записаны, составляет не менее двух машинных тактов. Его называют требуемым временем доступа в память и обозначают $t_A$. На этом заканчивается выполнение данной команды. Далее ЦП начнет следующий машинный цикл $M_1$, чтобы получить КОП следующей команды, который находится в следующей ячейке памяти, если только последняя выполненная команда не была командой перехода.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Пользователь не может управлять последовательностью машинных тактов процессора, за исключением одного случая. Если на вход Ready (ГОТОВНОСТЬ) подать сигнал низкого уровня, то после такта $T_2$ процессор начнет совершать дополнительные такты; такой «ждущий режим» употребляется при передаче данных из внешних устройств (например, гибких дисков) или при обращении к медленно действующей памяти.

***Скорость выполнения команд.*** Тактовая частота микропроцессора 8085 может находиться в пределах от 0,5 до 5 МГц (для модели 8085A-2). ЦП содержит схему тактового генератора, так что внешний кристаллический резонатор просто присоединяется к выводам ИМС 1 и 2. ЦП имеет специальный выход для тактового сигнала, поскольку частота колебаний резонатора вдвое больше тактовой и для формирования рабочих тактовых импульсов системы она делится пополам внутри схемы с помощью триггера. Фирма Intel рекомендует для микропроцессора 8085 стандартную тактовую частоту 3,072 МГц (т. е. кристалл на 6,144 МГц). В этом случае длительность машинного такта приблизительно равна 325 нс, а требуемое время доступа в память — около 525 нс, что соответствует облегченному режиму для МОП-памяти (подробнее см. разд. 11.10 и 11.11). При работе с такой тактовой частотой выполнение команды MOV M, B, которую мы только что рассмотрели, требует семи машинных тактов или около 2,2 мкс. Конкретная величина тактовой частоты 3,072 МГц выбрана потому, что она кратна тактовой частоте, необходимой для работы последовательных чипов В/В. Поскольку часто бывает нужна последовательная связь с терминалом, этот выбор тактовой частоты системы облегчает подключение к ней необходимых дополнительных устройств.

## 11.3. Система команд

Описание микропроцессора выглядит иначе, чем описания большинства других микросхем, отчасти из-за присутствия в нем обширного раздела, посвященного «системе команд». Для пользования микропроцессором важно ясно понимать, что «делают» команды: как адресовать память («типы адресации»), как обращаться к регистрам, куда попадают результаты арифметических операций, как устроить

[1] О фиксирующих схемах, следящих и запускаемых по фронту, см. разд. 11.8.— *Прим. перев.*

условное ветвление (переходы) и т. д. Каждая команда микропроцессора 8085 состоит из одного, двух или трех байтов, причем первый байт — это КОП команды. КОП определяет природу команды; по КОПу ЦП определяет, нужны ли дополнительные байты, и, если да, ЦП их получит в последующих циклах $M_2$, $M_3$. Поскольку байт КОПа состоит из 8 бит, может существовать ровно 256 разных КОПов, из числа которых микропроцессор 8085 использует 244. В табл. 11.1 представлен полный список команд микропроцессора 8085.

В этой таблице команды даны не в шестнадцатеричном машинном представлении, а в виде мнемокодов языка ассемблера, поскольку процессор обычно программируют на этом более удобочитаемом языке, сбозначая адреса и числа легко запоминаемыми именами вместо тех чисел, с которыми в действительности оперирует процессор. После того как программа написана на языке ассемблера, стандартная программа, известная также под названием «ассемблер», преобразует мнемокоды и имена в числа. В связи с этим язык ассемблера называют «входным языком» в отличие от числового «объектного языка», который процессор использует непосредственно. Таким образом, программа ассемблер переводит на объектный язык программы, составленные на входном языке. В процессе этого перевода одна команда языка ассемблер может быть преобразована в 1, 2 или 3 байт объектного языка в зависимости от конкретной команды. Более подробно о связи между входами и машинными языками будет сказано ниже.

Теперь мы должны погрузиться в изучение системы команд микропроцессора 8085, поскольку это единственный способ составить представление о его работе.

***Операции с регистрами.*** Микропроцессор 8085 имеет 8 регистров, которые в мнемокодах списка команд обозначены символом «r», а при программировании на языке ассемблер обозначаются одной из букв A, B, C, D, E, H, L и M. Буква «A» обозначает накопитель, а M — содержимое ячейки памяти, адрес которой содержится в регистрах HL. Например, запись MOV A, M означает «переслать в накопитель содержимое ячейки памяти, адрес которой сейчас находится в паре регистров HL». Можно представить себе, что это применение пары регистров превращает в регистр некоторую ячейку памяти.

Содержимое этих регистров можно увеличивать или уменьшать, а также пересылать (копировать) из одного регистра в другой. Кроме того, в регистры можно засылать «непосредственные» данные (т. е. данные, являющиеся частью программы). Запомните, что команда вида MOV r1, r2 означает «скопировать содержимое регистра r2 в регистр r1, оставив неизменным содержимое r2». Другими словами,

MOV (приемник), (источник)

Типичными операциями с регистрами являются команды MOV A, B («переслать содержимое регистра B в накопитель») и MVI A, 4 («загрузить в накопитель константу 4»). Все четыре операции с регистрами

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



*Таблица 11.1*

**Система команд микропроцессора 8085**

**Операции с регистрами**

| | |
|---|---|
| INR r | приращение содержимого r: (r) ← (r)+1 |
| DCR r | уменьшение содержимого r на 1: (r) ← (r)−1 |
| MOV r1, r2 | переслать байт из r2 в r1: (r1) ← (r2) |
| MVI r, d [г] | переслать в r байт из d |

**Операции с накопителем**

загрузка — запись [а]

| | |
|---|---|
| LDA nn | загрузить в A байт из ячейки с адресом nn: (A) ← (nn) |
| STA nn | записать в ячейку с адресом nn байт из A: (nn) ← (A) |
| MOV A, M | загрузить A из ячейки с косвенным адресом (HL)·(A) ← ((HL)) |
| MOV M, A | записать байт из A в ячейку с косвенным адресом (HL) ((HL)) ← (A) |
| LDAX rp [б] | загрузить A из ячейки с косвенным адресом (rp) (A) ← ((rp)) |
| STAX rp [б] | записать байт из A в ячейку с косвенным адресом (rp): ((rp)) ← (A) |
| IN port | считать данные из порта в A |
| OUT port | записать данные из A в порт |

| с содержимым регистров | с непосредственными данными | |
|---|---|---|
| MOV r, A | | загрузить в r данные из A |
| MOV A, r | MVI A, d | загрузить в A данные из r |
| ADD r | ADI d | прибавить содержимое r к содержимому A |
| ADC r | ACI d | сложить с переносом |
| SUB r | SUI d | вычесть содержимое r: (A) ← (A) − (r) |
| SBB r | SBI d | вычесть с переносом (с заемом) |
| ORA r | ORI d | (A) ← (A) поразрядно ИЛИ с (r) |
| ANA r | ANI d | (A) ← (A) поразрядно И с (r) |
| XRA r | XRI d | (A) ← (A) поразрядно Исключающее ИЛИ с (r) |
| CMP r | CPI d | установить флажки: Z, если (A) = (r), C, если (A) < (r) |

циклические сдвиги A

| | |
|---|---|
| RAL RAR | циклический сдвиг A влево или вправо через разряд переноса |
| RLC RRC | циклический сдвиг A внутри себя, крайний бит засылается в разряд переноса |

разное

| | |
|---|---|
| CMA | 1-е обращение A |
| DAA | десятичная коррекция A [в] |
| INR A | увеличить содержимое A на 1 |
| DCR A | уменьшить содержимое A на 1 |
| XRA A | заслать 0 в A |
| STC | установить бит переноса в 1 |
| CMC | обратить бит переноса |

**Операции с парами регистров** [д]

| | |
|---|---|
| LXI rp, dd [г] | загрузить в пару регистров непосредственные данные |

*Продолжение*

| | |
|---|---|
| DAD rp | прибавить содержимое rp к содержимому HL: (HL) ← (HL)+(rp) |
| INX rp | увеличить на 1 содержимое пары регистров: (rp) ← (rp)+1 |
| DCX rp | уменьшить на 1 содержимое пары регистров: (rp) ← (rp)−1 |
| XCHG | обменять содержимое пар регистров HL и DE |
| LHLD nn | загрузить пару HL из ячеек с адресами nn и nn+1 |
| SHLD nn | записать содержимое пары HL в ячейки nn и nn+1 |

**Операции со стеком**

| | |
|---|---|
| PUSH rp [е] | загрузить в стек содержимое пары регистров [ж] |
| POP rp [е] | восстановить из стека содержимое пары регистров |
| LXI SP, dd | установить указатель стека: (SP) ← dd |
| DAD SP | (HL) ← (HL)+(SP) |
| INX SP | увеличить на 1 содержимое указателя стека (SP) ← (SP)+1 |
| DCX SP | уменьшить на 1 содержимое указателя стека (SP) ← (SP)−1 |
| SPHL | (SP) ← (HL) |
| XTHL | обменять содержимое пары HL и верхней пары ячеек стека |

| Переход | Обращение | Возврат | |
|---|---|---|---|
| JMP | CALL nn | RET | безусловный |
| JNZ | CNZ | RNZ | если флажок нулевого признака сброшен (не равно) |
| JZ | CZ | RZ | если флажок нулевого признака установлен (равно) |
| JNC | CNC | RNC | если флажок переноса сброшен |
| JC | CC | RC | если флажок переноса установлен |
| JPO | CPO | RPO | если флажок четности сброшен |
| JPE | CPE | RPE | если флажок четности установлен |
| JP | CP | RP | если флажок знака сброшен (нуль или положительное число) |
| JM | CM | RM | если флажок знака установлен (отрицательное число) |

**Управление (разное)**

| | |
|---|---|
| NOP | никакой операции не производится |
| HLT | остаиов (ожидание или прерывание) |

*Примечание:* A — накопитель; d — 8-битовое число или метка [г]; dd — 16-битовое число или метка [г]; (x) — содержимое x; ((x)) — содержимое ячейки памяти с адресом в (x); M — байт, содержащийся в ячейке с адресом в HL; nn — 16-битовый адрес или метка; p — 8-битовый адрес или метка порта [г]; r — регистры A, B, C, D, E, H, L и M (в ячейке (HL)); rp — обозначения B, D, H двойных регистров BC, DE, HL.

[а] Команды пересылки и загрузки не действуют на флажки. [б] Только для пар регистров B (BC) и D (DE); пары HL и SP запрещены. [в] Применяется после команд ADD или ADC, примененных к упакованной паре двоично-десятичных операндов. [г] Числа предполагаются десятичными, за исключением шестнадцатеричного 0nnnnH и двоичного ddddddddB. [д] 16-битовые операции. Из них ни одна не действует на флажки, кроме DAD, которая действует на флажки переноса [е] Также и PUSH PSW (Processor Status Word, слово состояния процессора: A++флажки) и POP PSW. [ж] ((SP)) и ((SP)−1) ← (rp), (SP) ← (SP)−2 (содержимое указателя стека уменьшается).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



допускают замену одного из символов r1, r2 вышеупомянутым M. При этом соответствующая операция производится с содержимым ячейки памяти, адрес которой содержится в HL («косвенная адресация»). Примером может служить команда MOV B, M («загрузить в регистр B содержимое ячейки с адресом из HL»). Как мы скоро увидим, можно адресовать память и непосредственно, без помощи регистров HL.

***Операции с накопителем.*** Следующие команды в списке относятся исключительно к регистру накопителя. (Для полноты картины мы еще раз переписали все команды с регистрами, использующие накопитель в качестве одного из регистров.)

Команды загрузки и записи (LDA, STA) пересылают данные из памяти в накопитель или из накопителя в память, причем адрес соответствующей ячейки памяти указывается в команде непосредственно («прямая адресация»). То же самое могут делать при помощи косвенной адресации через регистры HL и команды MOV A, M и MOV M,A. Таким же образом команды LDAX и STAX позволяют пересылать данные между памятью и накопителем при помощи косвенной адресации через другие пары регистров BC или DE. Наконец, команды IN и OUT осуществляют обмен данными между накопителем и портом ввода/вывода. Запомните, что такие обозначения, как IN, OUT, «загрузить», «запомнить», следует всегда понимать в отношении к ЦП: OUT значит «переслать данные из ЦП во внешний мир». Это ЦП-центрическое соглашение относится и к обозначениям, связанным с самой структурой системы, таким, как ЧТЕНИЕ и ЗАПИСЬ; ЧТЕНИЕ означает, что ЦП считывает данные из памяти или В/В.

Далее в списке перечислены относящиеся к накопителю арифметические команды (ADD, SUB и т. д.). Во всех случаях операция совершается с данными из накопителя и из регистра (или непосредственными), и результат загружается в накопитель. Так, команда SUB r вычитает содержимое регистра из накопителя, оставляя неизменным содержимое регистра. Выполняя эти операции, ЦП устанавливает «флажки условий» (т. е. специальные биты в «регистре флажков»), по которым впоследствии можно установить, оказался результат операции положительным, отрицательным или равным нулю и вызвал ли он переполнение [1]. Команда CMP только устанавливает флажки и не меняет содержимое накопителя. Флажки условий важны при осуществ-

[1] Регистр флажков, он же регистр состояний или регистр признаков. Его 5 двоичных разрядов (разряды, или биты, условий) имеют специальные названия. Это (1) разряд переноса, (2) дополнительный разряд переноса, (3) разряд знака, (4) разряд нулевого признака и (5) разряд четности. Содержимое каждого из этих регистров особым образом зависит от результатов некоторых операций. Если один из битов условий установлен в 1 (т. е. в соответствующем разряде содержится 1), говорят, что установлен флажок этого условия, в противном случае — что этот флажок сброшен, а разряд очищен. Например, флажок переноса устаиовлен, если разряд переноса содержит 1 (или бит переиоса установлен в 1), и сброшен, если разряд переноса очищен. Содержимое регистра флажков часто называют словом (или байтом) состояния.— *Прим. перев.*

лении условных переходов, которые мы вскоре изучим. Для управления разрядом переноса существуют две команды: STC устанавливает в нем 1, а CMC обращает его содержимое.

Чтобы очистить разряд переноса, можно применить последовательность команд STC, CMC (или, что скорее, трюк вроде ANA A).

**Упражнение 11.1** Написать серию команд, которая удваивает число в ячейке nn, т. е. (nn)←(nn)*2.

Команды ANA, ORA, XRA выполняют логические операции (И, ИЛИ, Исключающее ИЛИ) с содержимым накопителя. Например, при помощи логического И можно выделить отдельный бит из байта данных:

```
ANI 04
JNZ адрес
```

Эта пара команд «смотрит» на разряд D2 накопителя (D0 — его младший разряд), и, если в разряде D2 оказалась единица, осуществляет переход по указанному адресу, в противном случае выполняется следующая команда. Попробуйте установить отдельный бит при помощи логического ИЛИ и обратить его при помощи Исключающего ИЛИ. Например, команда XRI 80H обращает самый старший разряд накопителя (H после числа означает его шестнадцатеричное представление, B — двоичное; в остальных случаях предполагается, что число десятичное. Таким образом $80H=80_{16}=10000000_2$). Исключающее ИЛИ можно использовать для засылки нуля в накопитель («XRA A») так же, как и команду «SUB A».

Циклические команды RAL и RAR производят циклический сдвиг содержимого накопителя на один разряд влево или вправо через разряд переноса; таким образом, накопитель вместе с разрядом переноса действует как 9-битовый кольцевой регистр. Циклические команды с поочередным сложением RLC и RRC осуществляют циклический сдвиг без участия разряда переноса, но вместо этого засылают в него бит первоначального содержимого накопителя, который при сдвиге выходит за его разрядную сетку. Команда обращения CMA производит 1-е обращение содержимого накопителя, т. е. обращает каждый его бит. Не существует команды для 2-го обращения (изменения знака), поэтому в качестве такой команды употребляется последовательность

```
CMA
INR A
```

поскольку 2-е обращение числа — это его 1-е обращение плюс 1.

***Операция с парами регистров.*** Пары регистров (BC, DE, HL) содержат необходимые для адресации и формирования индексов 16-битовые слова, для действий с которыми предусмотрено несколько специальных команд. Команда LXI загружает в пару регистров непосредственное 2-байтовое число. Команда «двойного сложения» DAD прибавляет содержимое некоторой пары регистров к содержимому пары HL; например, DAD D прибавит к содержимому HL содержимое пары DE. Это единственная двухрегистровая команда, которая может устанавливать флажки (DAD может устанавливать флажок переноса). Команды INX и DCX увеличивают или уменьшают на 1 содержимое пары регистров и очень важны для операций с индексами (доступ в последовательно расположенные ячейки памяти).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Программа 11.1 передвигает список из 50 байт, расположенный в памяти, начиная с ячейки 1000 H, в 50 ячеек, расположенных, начиная с ячейки 2000 H. В качестве счетчика цикла, управляющего разрядом нулевого признака, мы здесь употребили один регистр B. Если надо передвинуть более чем 256 байтов, в качестве счетчика цикла приходится употреблять пару регистров, как это показано в следующем примере (программа 11.2), где список из 4096 байтов передвигается из

```
        LXI H, 1000H     ; начальный адрес введенного списка
        LXI D, 2000H     ; начальный адрес списка на выходе
        MVI B, 50        ; начальное значение счетчика цикла
LOOP:   MOV A M          ; извлечь число
        STAX D           ; записать его
        INX H            ; приращение указателя входного списка
        INX D            ; приращение указателя выходного списка
        DCR B            ; уменьшение содержимого счетчика цикла
        JNZ LOOP         ; выполнить еще раз, если список не кончился
        .
        .
        .
```

Программа 11.1

положения с началом в ячейке 2000 H в положение с началом в ячейке 3000 H. В этом примере в качестве счетчика цикла использована пара

```
        LXI H, 2000H
        LXI D, 3000H
        LXI B, -1000H    ; начальное значение счетчика цикла
LOOP:   MOV A, M
        STAX D
        INX H
        INX D            ; переслать байт и увеличить содержимое указателей
        INR C
        JNZ LOOP         ; повторить, если младший указатель не 0
        INR B
        JNZ LOOP         ; выйти из цикла, если оба указателя содержат нули
        .
        .
        .
```

Программа 11.2

регистров BC, причем начальное значение параметра цикла равно взятой с обратным знаком его длине, а увеличение параметра цикла и контроль нулевого признака производятся отдельно в каждом из регистров B, C (двухрегистровая команда DCX не устанавливает флажки). После первого шага в BC будет находиться число — OFFF, и т. д.

Поскольку пара регистров HL часто употребляется как указатель при передаче данных между накопителем и памятью, команды LHLD (load HL direct, загрузить HL непосредственно) и SHLD (store HL direct, запомнить HL непосредственно) особенно употребительны. Они загружают (или записывают) содержимое двойного регистра HL из ячейки (в ячейку) памяти с указанным в команде адресом (прямая адресация). С помощью этих команд можно переносить указатели в двойной регистр HL, как это показано, например, в таком отрывке программы:

```
LHLD POINT
MOV A,M
INX H
SHLD POINT
```

Предполагается, что в ячейке памяти с адресом POINT (два слова) хранится указатель массива; программа восстанавливает указатель, считывает из указанной ячейки хранящееся там слово, увеличивает указатель и сохраняет его в памяти для дальнейшего употребления. Другой распространенный прием получения данных из массивов или таблиц — это складывать «смещение» (положение относительно начала массива, засылаемое в HL, с хранящимся в DE базовым адресом (первый адрес массива):

```
LXI H,n
DAD D
MOV A,M
```

Эта программа прибавляет к базовому адресу смещение *n*, причем результат оказывается в двойном регистре HL (для косвенной адресации). Базовый адрес, который хранится в DE, не изменяется, поэтому можно многократно получать данные из массива, засылая в HL другие смещения.

***Операция со стеком.*** В отличие от воображаемой ЭВМ МС-16, которую мы рассматривали в гл. 10, большинство современных микропроцессоров имеет встроенные операции со стеком. Стек — это набор последовательных ячеек памяти, действующих как известный стек XYZT в калькуляторах фирмы Hewlett — Packard: можно «втолкнуть» (занести) числа в стек и «вытолкнуть» (извлечь) их в обратном порядке: входящее последним выходит первым. Это напоминает механическое устройство для размена монет в автобусе (или приспособление для выдачи подносов в столовой). Стек микропроцессора 8085 оперирует только с двойными словами, которые содержатся в двойных регистрах или в регистре накопителя совместно с байтом состояний (байтом, содержащим все флажки условий). В памяти (ЗУПВ) стек может удлиняться в направлении своего конца, причем содержимое указателя стека (УС) автоматически уменьшается на 2 после каждого занесения в стек и увеличивается на 2 после каждого извлечения. Употребление стека связано главным образом с обращениями к подпрограммам: при вызове подпрограммы процессор всегда заносит в стек адрес возврата, так что он не теряется и может быть возвращен (см. приведенное ниже описание команды CALL). Свойство стека «последним вошел — первым вышел» облегчает организацию обращений к подпрограммам из подпрограмм. Фактически подпрограммы могут обращаться даже к самим себе, если предшествующие параметры тоже занесены в стек.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Можно использовать стек и для временного хранения чисел, параметров и других данных. Это позволяет программам быть рекурсивными (т. е. программы могут обращаться к самим себе, или они могут обращаться к другим программам, которые в свою очередь могут обращаться к первоначальной программе) и, кроме того, дает возможность использовать память более экономно, чем при выделении специальных ячеек для временного хранения данных. Однако при любом использовании стека в одном отношении следует быть особенно осторожным — надо всегда точно помнить, что́ и в каком порядке было занесено в стек. Вы наверняка ошибетесь, если сделаете больше извлечений из стека, чем сделали перед тем занесений.

Стек оказывается полезным во время ухода в подпрограмму, поскольку в нем можно сохранять «состояние машины» (содержимое накопителя, разрядов условий и регистров). Например, это можно сделать так:

```
SUBR:  PUSH PSW
       PUSH B
       PUSH D
       PUSH H
         .
         .
         .
       POP H
       POP D
       POP B
       POP PSW
       RET
```

Команда PUSH PSW заносит в стек содержимое накопителя и байта состояний. Приведенная программа сохраняет в стеке состояние машины и восстанавливает его перед окончанием работы подпрограммы.

После включения машины в указатель стека необходимо заслать начальный адрес, для чего обычно используется команда LXI SP, загружающая в УС непосредственные данные. В случаях, когда производится ветвление с уходом в подпрограмму, бывает желательно сохранить содержимое указателя стека и по окончании работы под-

программы вернуть УС в первоначальное положение. Вот отрывок программы, который это делает:

```
LXI H,0
DAD SP              ; загрузить содержимое УС в HL
SHLD OLDSTK         ; запомнить его
LXI SP,NEWSTK       ; загрузить в УС новое значение
  .
  .
  .
LHLD OLDSTK
SPHL                ; восстановить первоначальное состояние УС
RET
```

**Упражнение 11.2.** Организовать стек при помощи программы, т. е. написать последовательности команд, эквивалентные командам PUSH и POP. Указание: в качестве указателя стека использовать двойной регистр. В случае команды PUSH уменьшайте (на сколько?), после чего загружайте в память с косвенной адресацией.

***Команды перехода и флажки условий.*** Обычную последовательность выполнения команд можно изменять при помощи переходов и обращений. Команда перехода осуществляет ветвление по указанному (непосредственно) адресу. При этом команда безусловного перехода (JMP) выполняет ветвление всегда, в то время как команды условного перехода (JC, JNC, JZ, JNZ и т. д.) выполняют его, только если установлен флажок соответствующего условия. Например, следующие команды осуществляют цикл длиной 100 шагов:

```
        MVI B, 100
LOOP:     .
          .
          .
        DCR B
        JNZ LOOP
          .
          .
          .
```

Поскольку не все операции устанавливают флажки, надо соблюдать некоторую осторожность. За приблизительное правило можно принять, что (а) арифметические операции действуют на все флажки, (б) логические операции сбрасывают флажок переноса и действуют на все другие флажки, (в) приращение и уменьшение на 1 не действуют на флажок переноса, но действуют на все другие флажки и (г) операции с двойными регистрами не действуют на флажки (за исключением команды DAD). Например, нельзя использовать флажок переноса для контроля переполнения при операции уменьшения на 1.

Оператор CALL производит безусловный переход по непосредственно указанному адресу, так же как и оператор JMP, но в дополнение к этому CALL заносит в стек содержимое программного счетчика (т. е. адрес следующей команды). В конце подпрограммы оператор возврата (RET) извлекает этот адрес из стека и заносит его в ПС, выполняя тем

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



самым возвращение к исходной последовательности команд, как показано в программе 11.3. Подпрограмма ADDAB просто прибавляет

```
        MOV B, M
        INX H
        MOV A, M
        CALL ADDAB      ; перейти к подпрограмме; содержимое PC занести
                          в стек
          •             ; программа возвращается сюда после выполнения
                          ADDAB
          •
          •
ADDAB:  ADD B           ; прибавить B к накопителю
        RET             ; извлечь значение PC
```

Программа 11.3

содержимое B к накопителю; она не заслуживает названия «подпрограмма», но тем не менее иллюстрирует все существенные особенности обращения к подпрограмме. В данном случае параметры были переданы через регистры A и B, но можно было бы использовать специально отведенные ячейки памяти или передать указатель через регистры или стек.

Как и команды перехода, команды обращения к подпрограмме и возврата из подпрограммы существуют в виде восьми условных разновидностей.

***Прерывания и возобновления.*** При включении процессора выполнение команд всегда начинается с нулевой ячейки. В дополнение к этому команда «RST n» передает управление в ячейку с номером 8*n и одновременно заносит в стек адрес возврата. Например, «RST 3» производит похожую на обращение к подпрограмме передачу управления в ячейку с номером 18H ($24_{10}$), в то время как «RST 0» имитирует возобновление работы при включении. Микропроцессор 8085 имеет также два типа устройств прерывания: протокол одного из них аналогичен протоколу прерывания мини-ЭВМ, описанной в гл. 10 (а именно, цепочка сигналов подтверждения прерывания после того, как принят запрос на прерывание). Более удобна процедура прерывания при помощи трех специально предназначенных отводов «RST 5.5», «RST 6.5» и «RST 7.5». Когда по одной из этих линий получен запрос прерывания (первые две из них действуют по сигналу ВЫСОКОГО уровня, а третья по фронту импульса), процессор передает управление (занося в стек, как и при обращении к подпрограмме, адрес возврата) в ячейки 2C, 34 или 3C соответственно. Как и в случае с МС-16, имеются маска прерываний и запрещение прерываний, доступные при помощи команд SIM, EI и DI.

**Упражнение 11.3.** Объясните, почему векторные прерывания «RST 5.5» и т. д. перенумерованы таким способом.

Наконец, команда NOP просто занимает место (и время), а по команде HLT процессор останавливает выполнение программы и ожидает прерывания. Вместо этой команды можно было бы организовать ожидание прерывания при помощи цикла из переходов.

***Ввод/вывод, организованный как память.*** Интересной альтернативой специальным командам ввода/вывода IN и OUT является такая организация ввода и вывода, при которой устройства ввода/вывода соединены с адресной шиной и ведут себя как ячейки памяти (расположенные обычно далеко в ее пространстве). Ее всегда можно осуществить для таких процессоров, как 8085, но для некоторых других процессоров, не имеющих специальных команд ввода/вывода, это *единственный* способ организовать ввод и вывод. Примерами могут служить процессоры 6800, 6809 и мини-ЭВМ 68000 и PDP-11.

***Процессор 8085 не имеет относительной адресации.*** Система команд микропроцессора 8085 типична для большинства простых микропроцессоров. Однако в его языке отсутствует обычная в других микропроцессорах *относительная адресация*, как, например:

```
JZ offset
```

Как правило, это была бы двухбайтовая команда, в которой «offset» (смещение) обозначало бы однобайтовое число со знаком, указывающее, к которой по счету команде *относительно следующей команды в программе* следует осуществить переход. Например, программа

```
        .
        .
        IN port
        RLC
        JNC –5
NEXT    .
        .
        .
```

при помощи команды условного перехода продолжает проверять СЗР байта, поступающего из порта В/В, пока не будет введен байт с ненулевым СЗР, после чего будет выполнена следующая команда. Поскольку обычно бывает достаточно однобайтового смещения (обеспечивающего возможность переходов на расстояние до $\pm 128$ ячеек), применение относительной адресации позволяет экономить программную память; чтобы можно было перейти к любой ячейке памяти, как правило, бывают дополнительно разрешены условные переходы с двухбайтовыми смещениями. Кроме того, относительная адресация — это изящный прием, позволяющий перемещать в памяти программы без их дополнительной сборки. Вероятно, впоследствии вам придется написать подобную программу с переходом к помеченному (команда IN) оператору; тогда ассемблер организует этот переход при помощи условной адресации, если, конечно, ваш микропроцессор будет ее иметь



## 11.4. Представление на машинном языке

Как уже было отмечено выше, язык ассемблер, с которым мы до сих пор имели дело, это еще не та «объектная программа», которую в действительности выполняет микропроцессор, а удобное для составления программ мнемоническое представление. Образующая программу последовательность команд на ассемблере должна быть преобразована (транслирована) в последовательность байтов, с которой процессор мог бы непосредственно оперировать. Это можно сделать либо вручную, заменяя КОП каждой команды соответствующим байтом и подставляя правильные адреса и данные в команды, имеющие в длину более одного байта, либо при помощи стандартной программы *ассемблер*, которая преобразует записанный в памяти файл, содержащий алфавитно-цифровую *входную программу* (программу, составленную на языке ассемблера), в последовательность байтов, образующую *объектную программу*.

Короткие программы легко транслировать вручную, и вы будете вероятно, делать именно это во время работы с «панелью управления» (см. разд. 11.14). Однако для более сложных программ такая работа оказывается слишком утомительной и подверженной ошибкам, поэтому в высшей степени желательно использовать более совершенную «систему развития», оборудованную ЗУ на дисках, системой управления, редактором текста и ассемблером. В любом случае для отладки программ важно понимать, как устроено соответствие между входной программой на ассемблере и объектной программой на машинном языке.

***Коды операций.*** Каждая команда языка микропроцессора 8085 преобразуется в команду на машинном языке, имеющую в длину от одного до трех байтов. Приведем несколько примеров:

| Мнемокод | КОП (шестнадцатеричный) | | | Длина, байты |
|---|---|---|---|---|
| JMP nn | CC | n (старший) | n (младший) | 3 |
| JZ nn | CA | n | n | 3 |
| OUT p | D3 | p | | 2 |
| IN p | DB | p | | 2 |
| CPI d | FE | d | | 2 |
| MOV C, A | 4F | | | 1 |
| MOV C, M | 4E | | | 1 |
| ADD E | 83 | | | 1 |
| RET | C9 | | | 1 |
| RZ | C8 | | | 1 |
| STC | 37 | | | 1 |
| ANI d | E6 | d | | 2 |

Как и в табл. 11.1, здесь nn обозначает двухбайтовый адрес, p — номер порта (один байт) и d — один байт непосредственных данных. Те команды, которые сами подразумевают необходимые операнды, имеют в

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

длину один байт, если же для выполнения команды нужна дополнительная информация, например непосредственные данные или адрес, то такая команда занимает в длину несколько байтов; в таких случаях один мнемокод языка ассемблера будет транслирован как несколько последовательных байтов объектной программы, и их выполнение потребует нескольких обращений к памяти только для того, чтобы процессор получил полную команду.

***Время выполнения и длина команд.*** В табл. 11.2 перечислены все команды микропроцессора 8085 и для каждой указаны ее длина (в байтах) и время выполнения (в машинных тактах). Один машинный такт по длительности равен тактовому периоду; таким образом, команда «IN port», например, выполняется за 3,25 мкс (тактовый период равен 325 нс), в то время как команда «JNC adr» занимает 2,28 мкс, если разряд переноса установлен в 1, и 3,25 мкс в противном случае. Длина команды, вообще говоря, зависит от количества информации, необходимой для ее выполнения. Например, ADD C занимает всего один байт, а ADI 2CH требует дополнительного байта для непосредственной константы. Мы вскоре узнаем, что для указания регистра, используемого в командах вроде ADD, не требуется дополнительных байтов, поскольку для этого специально предназначены три бита в самом байте КОПа. Заметим, что любая команда, содержащая адрес (CALL, JMP, LDA, STA), занимает в общей сложности три байта, если, конечно, этот адрес не содержится в двойном регистре, как в случае команды ADD M (однобайтовая команда).

***Пример трансляции.*** Чтобы ясно понять действие ассемблера и свойства команд машинного языка, мы попытаемся вручную транслировать на машинный язык кусок простой программы. Сначала мы ознакомимся с самой этой программой (программа 11.4), которая предназначена для вывода символом на алфавитно-цифровой экран и восстановления символов, напечатанных на клавишном устройстве, и составлена на языке ассемблера. Комбинацию клавишного устройства и алфавитно-цифрового устройства вывода обычно называют *терминалом*; главный терминал вычислительной системы часто называют *системной консолью*. Напомним еще раз, что программа ассемблер оперирует с записью программы на входном языке, состоящей из строк символических операторов, подобных тем, с которыми мы до сих пор встречались; они первоначально составляются пользователем обычно при помощи специальной программы — редактора и временно сохраняются на диске или другом ЗУ с большой емкостью. Ассемблер преобразует программу на входном языке в программу на машинном языке, которая может выполняться непосредственно процессором. Это делается посредством последовательной загрузки в ЗУПВ или в перепрограммируемое ЗУ (при этом, конечно, теряется хранившаяся там раньше информация) для обеспечения постоянного доступа микропроцессора к программе. Ассемблер «понимает» мнемокоды стандартной системы команд, но не понимает используемых в программе имен или

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



*Таблица 11.2*

**Действие на флажки, количество занимаемых ячеек памяти и время выполнения команд микропроцессора 8085**

| Мнемокоды | Флажки | Байты | Т-такты | Исключения | Т-такты |
|---|---|---|---|---|---|
| **Операции с регистрами** | | | | | |
| INR | Z, S, P, AC | 1 | 4 | INR M | 10 |
| DCR | Z, S, P, AC | 1 | 4 | DCR M | 10 |
| MOV | | 1 | 4 | MOV M | 7 |
| MVI | | 2 | 7 | MVI M | 10 |
| **Операции с накопителем** | | | | | |
| LDA, STA | | 3 | 13 | | |
| LDAX, STAX | | 2 | 10 | | |
| IN, OUT | | 2 | 10 | | |
| ADD, ADI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | ADD M | 7 |
| ADC, ACI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | ADC M | 7 |
| SUB, SUI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | SUB M | 7 |
| SBB, SBI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | SBB M | 7 |
| ANA, ANI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | ANA M | 7 [а] |
| ORA, ORI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | ORA M | 7 [б] |
| XRA, XRI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | XRA M | 7 [б] |
| CMP, CPI | Z, C, S, P, AC | 1, 2 | 4, 7 | CMP M | 7 [в] |
| RAL, RAR | C | 1 | 4 | | |
| RLC, RRC | C | 1 | 4 | | |
| CMA | | 1 | 4 | | |
| DAA | Z, C, S, P, AC | 1 | 4 | | |
| CMC, STC | C | 1 | 4 | | |
| **Операции с парами регистров** | | | | | |
| LXI | | 3 | 10 | | |
| DAD | C | 1 | 10 | | |
| INX, DCX | | 1 | 6 | | |
| XCHG | | 1 | 4 | | |
| LHLD, SHLD | | 3 | 16 | | |
| **Операции со стеком** | | | | | |
| PUSH | | 1 | 12 | | |
| POP r) | | 1 | 10 | | |
| SPHL | | 1 | 6 | | |
| XTHL | | 1 | 16 | | |
| **Переходы, обращения, возвраты** | | | | | |
| JMP | | 3 | 10 | | |

*Продолжение*

| Мнемокоды | Флажки | Байты | Т-такты | Исключения | Т-такты |
|---|---|---|---|---|---|
| J (условие) | | 3 | 7/10 [д] | | |
| CALL | | 3 | 18 | | |
| C (условие) | | 3 | 9/18 | | |
| RET | | 1 | 10 | | |
| R (условие) | | 1 | 6/12 | | |
| PCHL | | 1 | 6 | | |
| **Прерывания и т. д.** | | | | | |
| RST | | 1 | 12 | | |
| DI, EI | | 1 | 4 | | |
| RIM, SIM | | 1 | 4 | | |
| NOP | | 1 | 4 | | |
| HLT | | 1 | 5 | | |

Примечание: C—бит переноса, Z—бит нулевого признака, S—бит знака, P—бит четности и AC—бит переноса при десятичной коррекции (дополнительный бит переноса). [а] Флажок C сбрасывается и устанавливается флаг AC. [б] Флажки C и AC сбрасываются. [в] Флажок Z устанавливается при равенстве; если A<операнда, устанавливается флажок C. [г] Команда POP PSW восстанавливает из стека все флажки. [д] Десять машинных тактов, если условие выполнено и переход происходит; в противном случае 7 машинных тактов.

меток, пока они не определены. Метки, которые используются в командах переходов и обращений к подпрограммам, ассемблер определяет как адреса ячеек и ищет эти ячейки в программе.

В первых четырех строках нашего примера определяются символы, которые будут использованы в программе на языке ассемблера; это делает программу более удобочитаемой и дает возможность легко менять обозначение битов и портов в аппаратуре без существенных изменений в программе. Например, маска состояния печатающего устройства равна 80H, если мы предполагаем, что СЗР байта состояния консоли равен 1, когда печатающее устройство готово к работе. Оператор ORG указывает ассемблеру, в какой ячейке памяти должна начинаться программа; в данном случае ассемблер присвоит номер 100 H символической ячейке START, т. е. первому выполняемому оператору программы. Поскольку команда JMP INIT занимает три байта, следующей метке CHECK будет присвоен адрес 103 H. Эти четыре ячейки указывают вектор переходов, а именно переходов извне в программу, что будет в дальнейшем объяснено подробно.

Далее следует инициирующая программа, которая начинается в ячейке с символическим адресом INIT. Заметим, что снабжать ячейки символическими адресами не обязательно, если не предполагается использовать такие адреса для переходов, например в операторах

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
                        ; программа ввода/вывода с консоли

CONFLG=00H              ; состояние порта ввода консоли
CONCHR=01H              ; порт ввода/вывода консоли
KEYST=01H               ; маска состояния клавишного устройства
PRIST=80H               ; маска состояния печатающего устройства

        ORG 100H        ; начальный адрес
                        ; указатели перехода — —
START:  JMP INIT        ; инициирующая программа
CHECK:  JMP CONST       ; устанавливает бит переноса в случае готовности
READ:   JMP CONIN       ; засылает в накопитель символ из порта ввода/вывода
WRITE:  JMP CONOUT      ; символ передается через регистр C
INIT:     .             ; инициирующая программа
          .
          .
CONST:  IN CONFLG       ; ввести состояние консоли
        ANI KEYST       ; проверить бит состояния ввода, D0
        RZ              ; нет готовности: возврат без установки бита переноса
        STC
        RET             ; готовность: возврат с установкой бита переноса
CONIN:  CALL CONST      ; проверить состояние
        JNC CONIN       ; ожидать готовности
        IN CONCHR       ; ввести байт с клавишного устройства
        ANI 7FH         ; вычеркнуть бит четности, D7
        RET             ; возврат с байтом в накопителе
CONOUT: IN CONFLG       ; ввести состояние консоли
        ANI PRIST       ; проверить бит состояния печатающего устройства, D7
        JZ CONOUT       ; ждать готовности
        MOV A, C        ; загрузить выводимый байт в накопитель
        OUT CONCHR      ; выслать его в печать
        RET
        END
```

Программа 11.4

JMP или CALL. Мы опустили подробности неинтересной инициирующей программы и написали после нее три последовательности команд, предназначенные для проверки состояния устройства ввода, ввода одного байта с клавишного устройства и вывода одного байта на печать

или экран. Здесь, как и выше, символические адреса присваиваются ячейкам только в случае необходимости.

Теперь вам следовало бы еще раз просмотреть всю программу и убедиться в полном понимании ее работы. Дело в том, что такие программы должны будут почти всегда находиться в памяти вашей ЭВМ и к ним придется обращаться каждый раз, когда понадобится ввести или вывести данные через терминал. Например, выполняемая программа имеет возможность получить один байт с клавишного устройства при помощи команд, приведенных в программе 11.5. Такое применение общих программ для операций с устройствами вроде терминала удобно, поскольку при их использовании в любой другой программе нет нужды заботиться о подробностях процедуры ввода/вывода и флажках состояния.

```
        CALL CHECK      ; проверить наличие символа в клавишном устройстве
        JNC NEXT        ; если его нет — продолжать выполнение
        CALL CONIN      ; если символ есть — ввести его
        ●
        ●
NEXT:   ●
        ●
```

Программа 11.5

***Ручная трансляция.*** Давайте теперь попробуем транслировать отрывок программы управления терминалом. Для иллюстрации мы предположим, что инициирующая программа занимает 23 байта. После прибавления к ним 12 байт, содержащих список переходов, будет использовано уже 35 байт, начиная с ячейки, снабженной символическим адресом START, поэтому первый оператор подпрограммы CONST надо поместить в ячейку с номером 123 H (проверьте наши вычисления). В эту ячейку памяти мы поместим байт DB, который представляет собой КОП команды IN (см. приведенный выше список КОПов). Эта команда требует еще одного байта для указания номера порта, в данном случае это байт 00. Байт E6 КОПа следующей команды ANI попадает в следующую ячейку памяти, за ним следует второй байт этой команды (значение KEYST) 01 и т. д. Используя табл. 11.2 и приведенный список КОПов, можно выписать несколько следующих байтов программы:

| Адрес (шестнадцатеричный) | Данные (шестнадцатеричные) |
|---|---|
| 0123 | DB |
| 0124 | 00 |
| 0125 | E6 |
| 0126 | 01 |
| 0127 | C8 |
| 0128 | 37 |
| 0129 | C9 |
| 012A | CD |

и т. д.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
                                    ; программа ввода, вывода с консоли
0000 =          CONFLG = 00H        ; состояние порта ввода консоли
0001 =          CONCHR = 01H        ; порт ввода вывода консоли
0001 =          KEYST = 01H         ; маска состояния клавишного устройства
0080 =          PRIST = 80H         ; маска состояния печатающего устройства
0100 =          ORG 100H            ; начальный адрес
                                    ; указатели перехода
0100 C3 0C 01   START:  JMP INIT    ; инициирующая программа
0103 C3 23 01   CHECK:  JMP CONST   ; установить бит переноса в случае готовности
0106 C3 2A 01   READ:   JMP CONIN   ; загрузить в накопитель символ из порта ввода, вывода
0109 C3 35 01   WRITE:  JMP CONOUT  ; символ передается через регистр C
010C            INIT:   ●           ; инициирующая программа
                        ●
                        ●
0123 DB 00      CONST:  IN CONFLG    ; ввести состояние консоли
0125 E6 01              ANI KEYST    ; проверить бит состояния ввода, D0
0127 C8                 RZ           ; нет готовности: возврат
0128 37                 STC          ; без установки бита переноса
0129 C9                 RET          ; готовность: возврат с установкой бита переноса
012A CD 23 01   CONIN:  CALL CONST   ; проверить состояние
012D D2 2A 01           JNC CONIN    ; ожидать готовности
0130 DB 01              IN CONCHR    ; ввести байт с клавишного устройства
0132 E6 7F              ANI 7FH      ; вычеркнуть бит четности, D7
0134 C9                 RET          ; возврат с введеным байтом в накопителе
0135 DB 00      CONOUT: IN CONFLG    ; ввести состояние консоли
0137 E6 80              ANI PRIST    ; проверить бит состояния печатающего устройства, D7
0139 CA 35 01           JZ CONOUT    ; ждать готовности
013C 79                 MOV A, C     ; загрузить выводимый байт в накопитель
```

*Продолжение*

```
ø13D D3 ø1      OUT CONCHR      ; выслать его на печать
ø13F C9         RET
ø140            END
```

Программа 11.6

Ячейки с номерами от 123 до 129 содержат всю подпрограмму CONST, причем КОПы команд находятся в ячейках 123, 125, 127, 128, и 129. Этот пример вам следовало бы подробно просмотреть, сверяясь с приведенной выше программой.

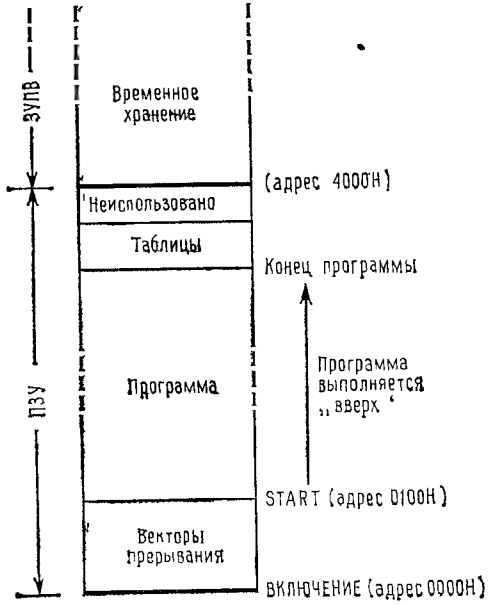



Рис. 11.3. Типичная схема размещения памяти.

Укажем на одну возможную причину путаницы. Она заключается в том, что списки содержимого ячеек памяти с последовательно возрастающими номерами принято располагать на странице в порядке возрастания номеров ячеек сверху вниз, в то время как на диаграммах использования памяти номера ячеек возрастают *снизу вверх*, как, например, на рис. 11.3. На таком плане размещения памяти программа может начинаться в нижней части рисунка при направленной вверх последовательности выполнения команд.

***Ассемблер.*** Все необходимые программы можно было бы, вообще говоря, транслировать вручную. Однако это очень утомительно; кроме того, любое изменение программы может привести к изменению большого числа адресов при ее повторной трансляции, что фактически означает необходимость выполнять заново существенную часть работы. Применение программы ассемблера, которая может за считанные секунды транслировать целые страницы текста на языке ассемблера, упрощает жизнь в громадной степени. Если для отладки или для пошагового выполнения потребуется сама объектная программа, можно дать ассемблеру команду напечатать аккуратный параллельный список составляющих ее байтов и соответствующих символов исходной программы на входном языке (т. е. на языке ассемблера). Примером такой распечатки ассемблера является программа 11.6. Обратите внимание на то, как ассемблер сократил длину списка байтов объектной программы, разместив на каждой строке распечатки целую команду, даже

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



если последняя состоит более чем из одного байта. Надо также отметить, что адреса назначения напечатаны «задом наперед» — причуда микропроцессора, который ожидает, что младший значащий байт будет стоять в операндах первым.

***Список переходов.*** Четыре указателя перехода, стоящие в начале нашей программы, заслуживают специального пояснения. Вся их работа состоит в том, чтобы передавать управление по определенным адресам, расположенным дальше в программе, и на первый взгляд это может показаться бесполезным упражнением. (Например, не проще ли для вывода на печать одного байта перейти непосредственно по адресу CONOUT, вместо того чтобы использовать для этого посредника по имени WRITE?) Тем не менее существует важная причина для использования таких указателей. Возможно, вам придется изменять программу и использовать ее различные варианты, которые могут отличаться как содержанием, так и размещением в памяти отдельных подпрограмм. Размещение четырех указателей перехода в самом начале программы гарантирует, что содержащие их ячейки всегда имеют постоянные адреса независимо от возможных (в разных вариантах программы ввода/вывода) изменений расположения в памяти реально действующих подпрограмм. Тем самым адреса, необходимые для обращения из любых внешних программ к подпрограммам ввода/вывода через консоль, всегда известны, а любые изменения в теле программы ввода/вывода требуют повторной трансляции только самой этой программы. Список переходов стоит затраченных на него 12 байт памяти, а его применение является примером хорошего тона в программировании, к чему всегда следует стремиться.

С другой стороны, той же цели можно было бы достичь и без применения указателей перехода, использовав для вызова подпрограмм один фиксированный адрес и специальные аргументы, указывающие, какая именно подпрограмма должна быть выполнена.

***Двоичные обозначения КОПов микропроцессора 8085.*** Перед тем как оставить изучение ассемблера с его способностью превращать программу на входном языке в байты машинного языка, мы можем дополнительно узнать кое-что о машинном языке, посмотрев на способ двоичного обозначения КОПов. Рассмотрим КОПы для сложения и вычитания:

| Мнемокод | КОП |
|---|---|
| ADD r | 10000xxx |
| ADC r | 10001xxx |
| SUB r | 10010xxx |
| SBB r | 10011xxx |

Заметим, что старшие разряды (от D7 до D5) КОПов всех четырех команд всегда содержат 100. Это указывает процессору, что операция является либо сложением, либо вычитанием. Содержимое разряда D4 отличает сложение от вычитания, а D3 говорит, надо ли воздействовать

на разряд переноса. Три младших разряда указывают, какой из восьми возможных регистров надо использовать; например, 000 обозначает регистр B, а 110 — «регистр» M. Большая часть возможных 256 байт КОПов выбирается для обозначения команд сходным «таксономическим» способом.

***Пример программирования.*** В заключение этого раздела мы рассмотрим короткий пример программирования для микропроцессора 8085 (программа 11.7): программу поиска в списке из 100 байт, начинающемся в ячейке с адресом 1000 H байт, совпадающего с содержимым накопителя. Здесь можно было бы применить красивый прием, позволяющий обойтись без счетчика цикла, а именно загрузить байт, который надо найти, в ячейку памяти, непосредственно следующую за списком. Это обеспечило бы выход из цикла в любом случае, причем адрес в паре регистров HL указывал бы, произошло или нет совпадение внутри введенного списка байтов.

```
                        ; программа для поиска совпадающего байта
                        ; начинать с заданным байтом в накопителе
        LXI H, 1000H    ; начальный адрес таблицы загрузить в HL
        MVI B, 100      ; загрузить длину массива в счетчик цикла
LOOP:   CMP M
        JZ MATCH        ; совпадение! выход через метку MATCH, адрес в HL
        INX H           ; следующий байт
        DCR B           ; уменьшить на 1 содержимое счетчика цикла
        JNZ LOOP        ; список еще не кончился?
          •             ; выход сюда, если не было совпадения
          •
          •
MATCH:    •             ;выход сюда при совпадении; адрес в HL
          •
          •
```

Программа 11.7

**Упражнение 11.4.** Изменить программу так, чтобы она проверяла массив из 500 элементов.

**Упражнение 11.5.** Изменить программу так, чтобы она осуществляла внутри первоначального массива поиск байта, разряды D6, D5 и D4 которого совпадают с этими разрядами данного байта. Остальные разряды не учитывать.

**Упражнение 11.6.** Изменить программу так, чтобы найти все байты списка, совпадающие с данным байтом; их адреса записать в массив двухбайтовых адресов, начинающийся в ячейке памяти с адресом 2000 H.

**Упражнение 11.7.** Написать программу, которая просматривает строку байтов ASCII (т. е. строку алфавитно-цифровых символов), заменяя все строчные буквы на прописные. Строчное «a» закодировано байтом 61 H, следующие буквы алфавита закодированы последовательными числами до 7A H (строчное z). Прописные буквы закодированы байтами от 41H до 5A H. Начальный адрес и размер массива поместите соответственно в регистры HL и B.



**Упражнение 11.8.** Написать программу, которая ищет «строку» (заданную последовательность байтов, например символы ASCII некоторого слова). Пусть HL указывает начало проверяемой таблицы, BC содержит ее длину, а DE указывает начало заданной строки. Длина этой строки вам неизвестна, но ее конец обозначен нулевым окончанием, т. е. строка заканчивается нулевым байтом. Такая процедура является полезной частью программ, редактирующих текст (редакторов текста), поскольку позволяет следить за всеми появлениями в тексте некоторого слова или части слова.

## ПРИМЕР ЗАКОНЧЕННОЙ КОНСТРУКЦИИ: 6-КАНАЛЬНЫЙ СЧЕТЧИК СОБЫТИЙ

В следующих разделах мы полностью спроектируем прибор, основанный на применении микропроцессора 8085. В дополнение к самому ЦП и чипам памяти мы для простоты используем только чипы ТТЛ СИС, отложив на конец главы обсуждение периферийных устройств на чипах БИС. Наш пример, 6-канальный счетчик событий, будет включать конструирование законченной схемы и разработку необходимого математического обеспечения.

### 11.5. Конструирование схемы

Основная идея построенного на микропроцессоре счетчика событий заключается в возможности обойтись без отдельных чипов счетчиков (например, полудюжины схем 7490) для счета поступающих импульсов; вместо этого можно поместить результат счета в ячейку памяти и использовать микропроцессор для наблюдения за входом и увеличения результата счета в памяти при появлении входного импульса. Такая схема, конечно, не сможет действовать так же быстро, как специально сконструированный счетчик. Но с другой стороны, устройство, построенное на микропроцессоре, легко может быть расширено до сотен каналов и, кроме того, имеет в запасе возможность выполнять арифметические операции с накопленными результатами счета и даже принимать на основе таких вычислений решения и управлять действиями внешних устройств.

***Память.*** Чтобы начать конструирование, нам нужно выбрать постоянное запоминающее устройство для хранения программы. Мы выберем небольшое ППЗУ (перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство), модели 2758. Кроме того, нам понадобится устройство сверхоперативной памяти для записи результатов счета и небольшого количества временной информации. В качестве такового мы возьмем самую маленькую из всех доступных схем п-МОП ЗУПВ (запоминающее устройство с произвольной выборкой), модель 68B10. Эти запоминающие устройства 8-битовые и предназначены для работы с 8-битовыми микропроцессорами.

Теперь нам надо составить набросок схемы, которая состояла бы из обыкновенных чипов ТТЛ и выполняла такие функции, как фик-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сация в соответствующие моменты младшей половины адреса, обеспечение работы чипов памяти, получение входных импульсов, проверка состояния переключателей панели управления и управление числовым дисплеем. Полная блок-схема такого устройства приведена на рис. 11.4.

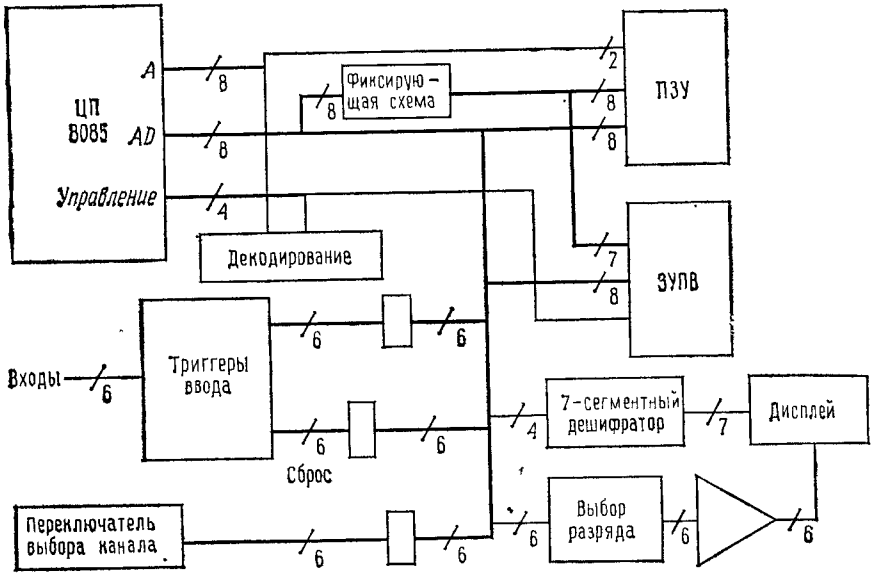



Рис. 11.4. Структурная схема 6-канального счетчика событий.

На рис. 11.5 показана окончательная схема включения ЦП, памяти и управляющих устройств. Чтобы получить $A_{0-7}$ из $AD_{0-7}$, мы используем 8-канальную следящую (transparent; состояние выходов такой схемы повторяет состояние ее входов все время, пока схема открыта) фиксирующую схему типа 74LS373. Управление этой схемой при фиксации младшей половины адреса ($A_{0-7}$) из шины адресов/данных осуществляет ЦП при помощи линии ALE. ППЗУ имеет объем памяти 1 кбайт, для адресации которого необходимо 10 адресных бит, $A_{0-9}$, а для адресации 128 байт ЗУПВ требуется 7 адресных бит, $A_{0-6}$. В каждой микропроцессорной системе должен быть предусмотрен способ подключения отдельных чипов памяти, поскольку любой такой чип может занимать только небольшую часть того объема памяти (64 кбайт), который может адресовать ЦП при помощи своих 16 адресных бит. При включении ЦП начинает выполнение программы с нулевой ячейки памяти, поэтому содержащее программу ППЗУ всегда размещают в самом начале пространства памяти. В данном случае включение ППЗУ происходит при наличии сигнала НИЗКОГО уровня на линии IO/M′ и в адресном бите $A_{10}$, что означает размещение ППЗУ в начале первого кбайта пространства памяти (и его повторение через каждые 2 кбайт, что для нас не имеет значения). ЗУПВ включается сигналами НИЗКОГО уровня на линии IO/M′ и ВЫСОКОГО — на адресном бите $A_{10}$, т. е. ЗУПВ занимает в памяти 128 ячеек в на-



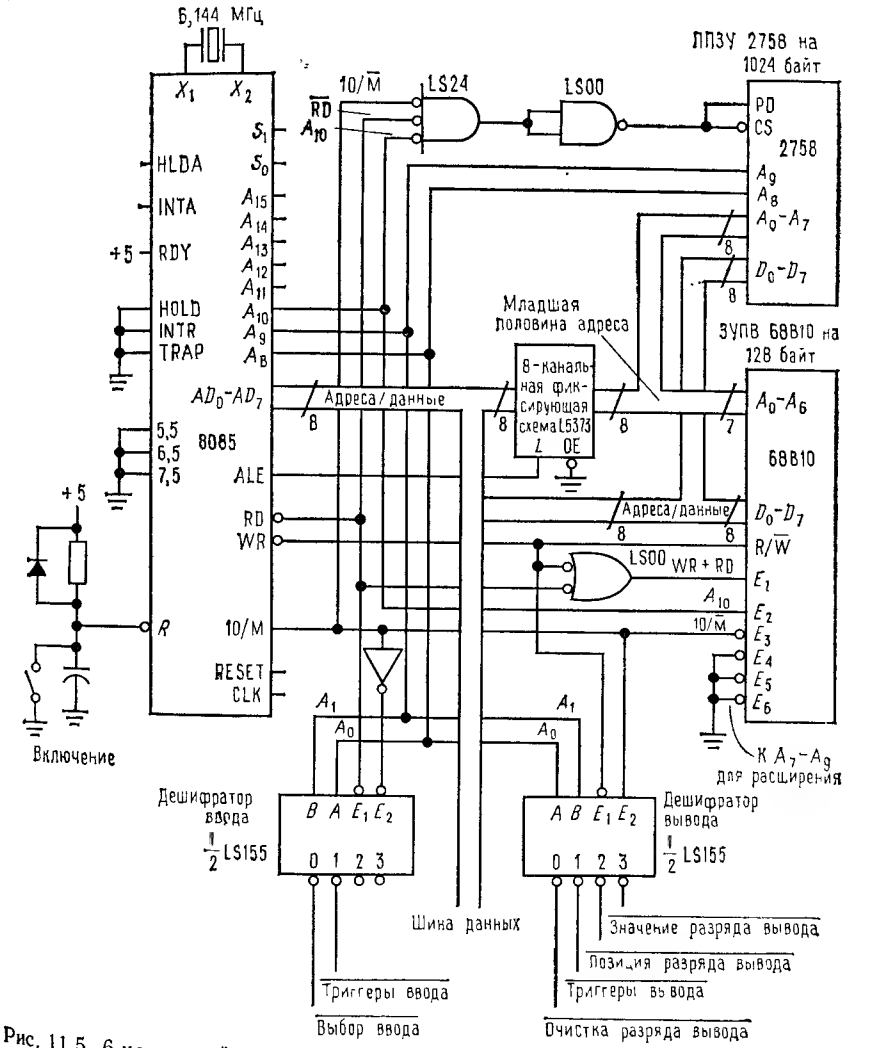



Рис. 11.5. 6-канальный счетчик: схема включения ЦП, памяти и управляющих устройств.

чале второго кбайта (и дальше повторяется через каждые 128 байт, что опять нам не важно, см. рис. 11.6).

ППЗУ включается только во время циклов считывания, поскольку в противном случае возникла бы конфликтная ситуация на шине дан-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ных. ЗУПВ включается как при считывании, так и при записи, причем пара управляющих сигналов RD′, WR′ из ЦП преобразуется посредством стробирования в пару R/W′ и ENABLE, необходимую для работы ЗУПВ 68В10. Этим исчерпываются все схемы, нужные для подключения чипов памяти.

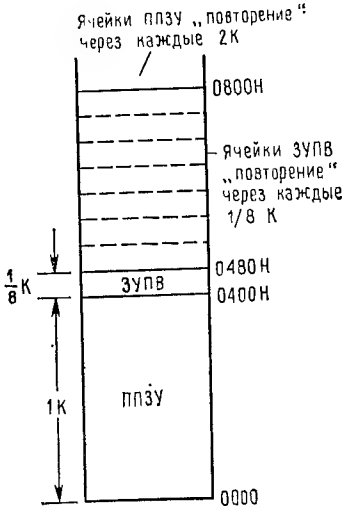



Рис. 11.6. 6-канальный счетчик: размещение памяти.

***Ввод и вывод.*** Нам понадобится схема для получения входных импульсов, кроме того, нам надо наблюдать за панелью управления, чтобы знать, какой канал счетчика должен быть выведен на дисплей и когда следует очищать счетчики. Затем нужна схема для управления 6-разрядным переключаемым 7-сегментным устройством цифровой индикации (дисплеем) на светоизлучающих диодах. Микропроцессор 8085 может адресовать 256 кодов (портов) устройств В/В, выдавая сигнал ВЫСОКОГО уровня на линию IO/M′ и 8-битовый адрес (код выборки) устройства на $AD_{0-7}$ (который дублируется на $A_{8-15}$, если не требовать стробирования по линии ALE). Передача информации при программируемом вводе/выводе стробируется импульсами RD′ и WR′ точно так же, как при обращениях к памяти.

***Входные схемы.*** Начнем со схемы, которая считывает состояние переключателя индикации каналов. Она приведена на рис. 11.7.

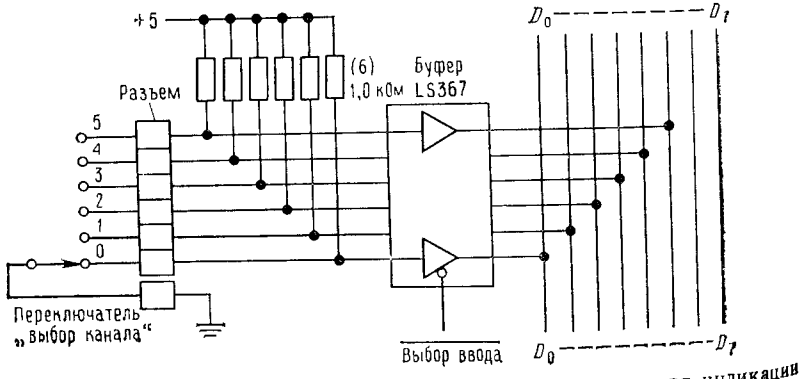



Рис. 11.7. 6-каиальный счетчик: схема ввода положения переключателя индикации каналов.

Как мы видели в последней главе, для простого устройства программируемого ввода требуется по буферу с тремя состояниями на каждый



бит вводимой информации. Этот буфер открывается одновременным сочетанием сигналов RD′IO/M′ и кода выборки данного устройства ввода на адресных линиях. Команды микропроцессора 8085 «IN port» и «OUT port» производят программный обмен данными (т. е. В/В) между накопителем и выбранным портом.

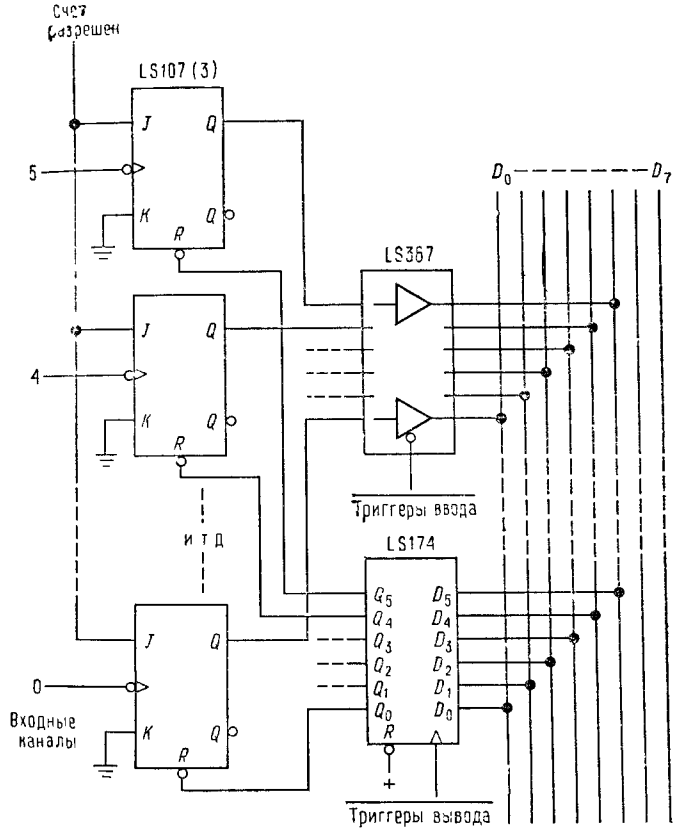



Рис. 11.8. 6-канальный счетчик: входная схема

Двойной дешифратор 1×4 типа 74LS155 генерирует отпирающий сигнал для буфера с тремя состояниями 74LS367, если на линию RD′ подан сигнал НИЗКОГО уровня, на линию IO/M′ — ВЫСОКОГО и выбран порт 0 (низкий уровень на $A_8$ и $A_9$). Таким образом, команда «IN 0» загружает в накопитель байт, 6 бит которого описывают положение кольцевого переключателя индикации каналов. Это все, что требуется микропроцессору; об остальном позаботится программа.

Входные сигналы, соответствующие пересчитываемым событиям, принимает схема, изображенная на рис. 11.8. Поскольку большинство этих сигналов приходят в то время, когда выполняемая процессором



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

программа занята решением других задач и не следит за входными линиями, на каждой из них используется триггер, который позволяет программе определить, поступал ли входной импульс на данную линию. Состояние этих шести триггеров считывается при программируемом вводе данных из порта 1 («IN 1») через другой буфер типа 74LS367. Триггеры можно избирательно очищать посредством вывода в порт 1 слова данных, которое фиксируется схемой 74LS174.

***Схема индикации.*** Нам надо организовать индикацию содержимого любого выбранного канала счетчика таким образом, чтобы при программируемом выводе данных из процессора предназначенные для индикации цифры высылались на 6-разрядное переключаемое устройство цифровой индикации. Чтобы получить максимально возможную скорость счета, программа должна как можно чаще проверять состояние регистра триггеров ввода и не игнорировать их дольше, чем это совершенно необходимо; поэтому результаты счета будут выводиться на дисплей по одной цифре за одну процедуру вывода (вывод одной цифры занимает меньше всего времени). Конечно, процессор должен также время от времени проверять состояние переключателя индикации каналов, чтобы знать, где в памяти искать данные для индикации. Поскольку наш дисплей переключаемый (т. е. в каждый момент времени высвечивается один разряд), весь цикл должен повторяться достаточно часто, чтобы избежать неприятного мерцания дисплея. Данные на всем дисплее надо обновлять не реже чем 50 раз в секунду; так как разрядов в нем шесть, на один разряд остается всего 3,3 мс.

Схема управления дисплеем показана на рис. 11.9. Значение разряда фиксируется схемой 9368, которая адресуется как порт 3. Схема 9368 — это необычный чип, сочетающий двоично-десятичные регистр-защелку, дешифратор и 7-сегментный усилитель-ограничитель тока. Для вывода номера (позиции), предназначенного для индикации разряда, процессор высылает на фиксатор-защелку 74LS174, подключенную как порт 2, специальный байт, единственный установленный в 1 бит которого соответствует позиции этого разряда. (Вместо этого здесь можно было бы применить дешифратор, что потребовало бы большего числа дополнительных чипов.) Таким образом, последовательность команд

```
OUT 3
MVI A,2
OUT 2
```

осуществит индикацию во втором справа разряде дисплея того числа, которое первоначально содержалось в накопителе. Заметим, что выведенное на дисплей число продолжает светиться, пока на его место не будет выведено другое; так что, если выполнение программы почему-либо прервется, последнее выведенное число будет сиять на дисплее особенно ярко.

В схеме управления дисплеем есть одна тонкость. Дешифратор усилитель тока (источник) рассчитан на нагрузку 20 мА на один сегмент при напряжении не более +2В. Поскольку дисплей имеет падение напряжения в прямом направлении, равное 1,7 В при 20 мА, надо, чтобы позиционные усилители (сток) могли понижать напряжение на выбранной катодиой линии не менее чем до 0,3 В при токе 140 мА (все



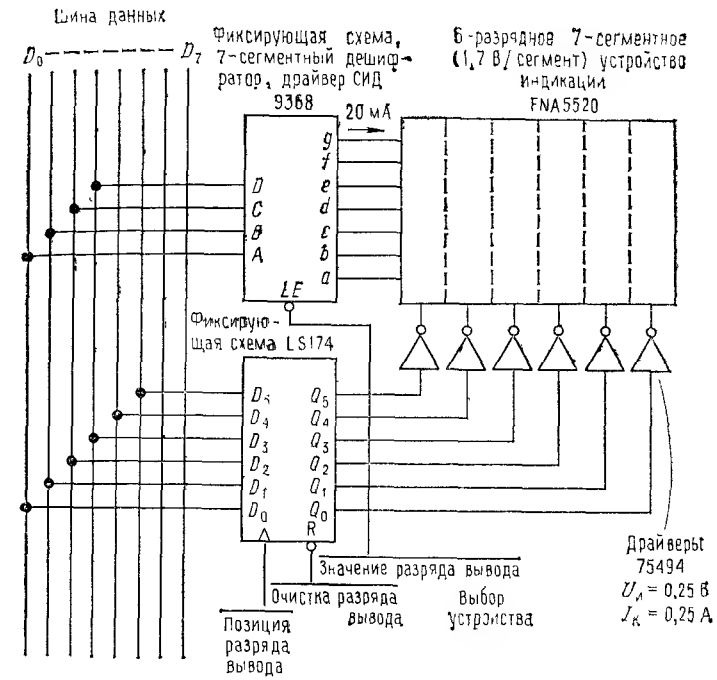



Рис. 11.9. 6-канальный счетчик: схема управления дисплеем.

7 сегментов высвечены, 20 мА/сегмент). Это значит, что здесь нельзя использовать чип драйвера Дарлингтона (например, широко известную схему 75492), и мы вынуждены применить схему 75494, которая насыщается при напряжении не более 0,25 В при токе 0,25 А.

## 11.6. Программирование 6-канального счетчика событий

Всю задачу по программированию мы разобьем «сверху вниз» на отдельные частные задачи; это значит, что начнем мы с определения главных задач всей работы, порядка их выполнения и протокола обмена информацией между соответствующими главными программными модулями. Как часть такого подхода, мы составим блок-схему организации решения всей задачи. Затем мы напишем отдельные программные модули (которые часто будут соответствовать отдельным подпрограммам) и проверим работу каждого из них по отдельности. Наконец, мы соединим их в одну окончательную программу и проверим ее работу.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

***Организация задачи.*** Наша программа должна выполнять следующие основные действия: (а) Периодически проверять состояние триггеров ввода и таким образом узнавать, приходили ли на них с момента предыдущей проверки пересчитываемые импульсы; если да, то увеличивать результат счета в соответствующей ячейке памяти. (б) Периодически проверять состояние переключателя индикации каналов. (в) Обновлять данные на дисплее. На порядок выполнения этих действий, вообще говоря почти произвольный, существуют два ограничения. Во-первых, обновлять данные на дисплее надо с постоянной частотой, чтобы сохранять постоянной яркость его свечения; здесь следует учитывать, что на обновление данных в каждом из разрядов дисплея должно уходить одно и то же время. Во-вторых, наибольшая допустимая частота прихода входных импульсов (т. е. максимальная скорость счета) определяется наибольшей из задержек между проверками входных триггеров. Обычно в программировании ограничивающим фактором является объем памяти, но в данном примере все ограничения связаны исключительно с этими двумя условиями.

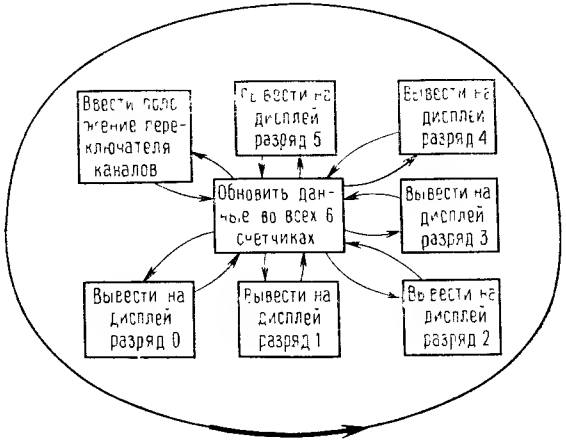



Рис. 11.10. Последовательность выполнения программы для 6-канального счетчика.

Способ эффективного решения задачи, который мы здесь предлагаем, проиллюстрирован на рис. 11.10. Мы обновляем содержимое счетчиков с максимально возможной частотой, поэтому между двумя такими последовательными обновлениями производятся только самые короткие из возможных операций по обновлению показаний дисплея. Блок-схема на рис. 11.11 описывает всю процедуру в целом.

```
        (программа включения)
LOOP:   CALL COUNT      ; проверить триггеры и увеличить содержимое памяти
        CALL DISPLA     ; вывести на дисплей число или проверить переключатель
        JMP LOOP
```

Программа 11.8



Наш подход «сверху вниз» позволяет сразу написать программу (программа 11.8). Максимальная скорость счета определяется наибольшим временем, которое может потребоваться на выполнение всех команд внутри цикла. Во время действия прибор не делает ничего, кроме счета и индикации. Очистка содержимого счетчиков происходит при включении программы.

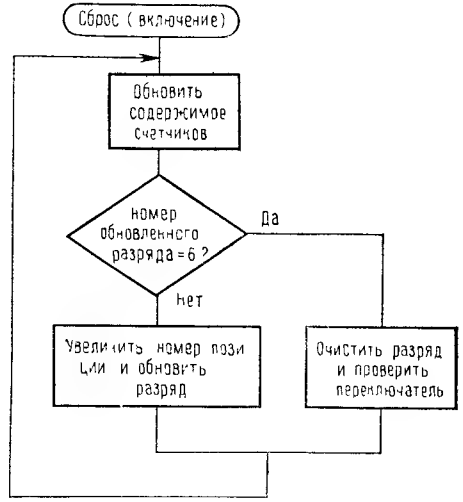



Рис. 11.11. 6-канальный счетчик: общая блок-схема программы

Теперь мы готовы к тому, чтобы определить протоколы обмена данными между модулями, нужные для написания основной программы и подпрограмм. Прежде всего мы распределим объем памяти ЗУПВ. Нам надо разместить в ЗУПВ результаты счета для шести каналов счетчика, а также указатели выбранного для индикации канала и позиции высвечиваемого разряда дисплея. Выбор такого распределения памяти показан на рис. 11.12. Мы выделяем по четыре байта (шесть разрядов плюс переполнение) в ЗУПВ на каждый из шести каналов счетчика. Указатель позиции разряда размещен в следующей ячейке памяти, а в двух следующих за ней ячейках — указатель канала. Для удобства пользования ассемблером этим ячейкам присвоены символические имена CNTR0, POINTER и CHANNEL. Различные программы будут передавать друг другу данные

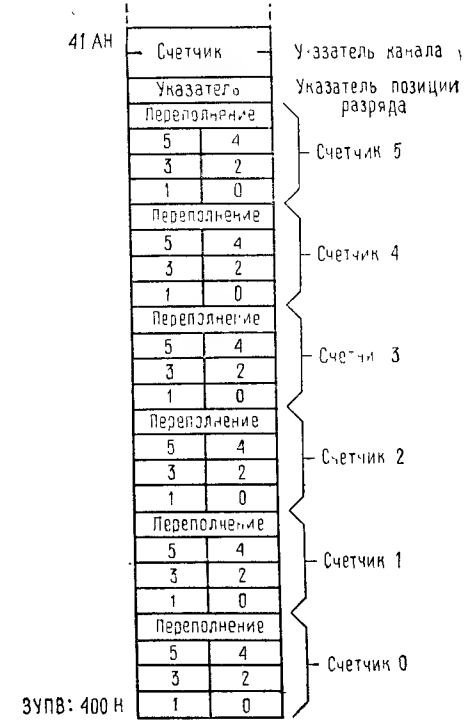



Рис. 11.12. 6-канальный счетчик: размещение данных в ЗУПВ.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

через эти ячейки; это и есть протокол сбмена информацией между программными модулями.

***Основная программа.*** Программа 11.9 — это основная программа. В ее первых четырех строчках символическим ячейкам присваиваются их истинные адреса в ЗУПВ. В следующих пяти строках истинные адреса присваиваются символическим именам портов ввода/вывода. После того как эти присваивания написаны, мы свободны употреблять соответствующие символические обозначения в программе на языке ассемблера, что делает ее более понятной при чтении.

```
                        ; программа для 6-канального счетчика событий
                        ; с выводом на 7-сегментный индикатор
                        ;
                        ; символические обозначения для ЗУПВ:
RAM=0400H               ; начальная ячейка ЗУПВ
CNTR0=RAM               ; место для счетчиков
POINTER=CNTR0+4*6       ; указатель разряда дисплея (1 байт)
CHANNEL=POINTER+1       ; указатель адреса выводимого на дисплей
                        ; канала (2 байт)
NEXT=CHANNEL+2          ; следующая свободная ячейка ЗУПВ
                        ;
                        ; символические обозначения портов ввода, вывода
SELECT=00               ; порт ввода для считывания положения
                        ; переключателя каналов
DCLR=00                 ; порт вывода для очистки драйвера дисплея
FLOPS=01                ; порт ввода/вывода для считывания состояния
                        ; триггеров и их очистки
DPOS=02                 ; порт вывода для позиционного драйвера
                        ; разряда
DVALUE=03               ; порт вывода двоично-десятичного числа на
                        ; дисплей
        ORG=0000        ; ячейка, с которой начинается работа при
                        ; включении, начало ПЗУ
RESET:  LXI SP,RAM+128  ; установить указатель стека
        LXI H, RAM      ; первая очищаемая ячейка ЗУПВ
        MVI C, 80H      ; количество очищаемых ячеек ЗУПВ (128)
        XRA A           ; очистить накопитель
LOOP1:  MOV M, A        ; очистить одну ячейку ЗУПВ
        INX H           ; увеличить на 1 содержимое указателя
                        ; ячейки памяти
        DCR C           ; уменьшить содержимое счетчика на 1
        JNZ LOOP1       ; продолжать очистку ЗУПВ, пока она не
                        ; будет выполнена
LOOP:   CALL COUNT      ; обновить содержимое всех 6 счетчиков
        CALL DISPLA     ; вывести на дисплей новое число
        JMP LOOP        ; повторять без конца
```

Программа 11.9

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Оператор ORG указывает ассемблеру начальный адрес этой программы. Мы используем в качестве начальной ячейку 0000, поскольку с нее начинается выполнение программы при включении процессора; это встроено в схему микропроцессора 8085 и не может быть изменено. Прежде всего программа загружает в указатель стека его начальное значение, затем очищает ЗУПВ (очищает счетчики) и, наконец, переходит к циклу счета и индикации. Просмотрите внимательно цикл, который очищает ЗУПВ, и убедитесь, что понимаете, как он действует.

В отличие от большинства программ для ЭВМ, наша программа не имеет выхода. Его отсутствие — характерная черта программ, предназначенных для управления приборами поскольку жизнь — это нескончаемая работа, работа, работа!

**Упражнение 11.9.** Напишите цикл, очищающий 1000 ячеек ЗУПВ, начиная с ячейки 2000 H. Будьте осторожны с двухрегистровыми операциями, которые не устанавливают флажки.

***Считающий модуль.*** На рис. 11.13 изображена блок-схема подпрограммы, которая проверяет состояние триггеров ввода и соответственно увеличивает содержимое ячеек ЗУПВ. Сначала из порта ввода 1 считывается байт (байт FLOPS), каждый бит которого показывает наличие или отсутствие входного импульса в соответствующем канале счетчика. Затем программа очищает триггеры ввода, которые были установлены в 1. Очищать следует лишь те из них, которые с момента предыдущей проверки получили входной импульс, поскольку нельзя быть уверенным, что триггеры, не получившие такого импульса в промежутке между проверками, не получат его во время самой очистки (предполагается, что частота прихода входных импульсов на каждый из каналов счетчика не превышает максимальной скорости счета, которую допускает программа). После того как байт FLOPS введен, программа прибавляет к результату счета в каждом из каналов соответствующий бит этого байта, т. е. 0 или 1. Такая процедура лучше, чем поиск единиц и приращение результатов счета только в каналах с единицами, потому что она обеспечивает независимость времени исполнения подпрограммы от числа принятых входных импульсов и тем самым гарантирует постоянство времени свечения каждой цифры на дисплее.

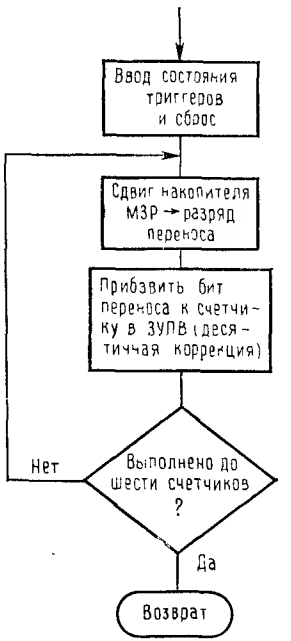



Рис. 11.13. 6-канальный счетчик: блок-схема проверки входных триггеров и приращения счетчиков.

Программа 11.10 представляет собой запись считающего модуля. Эта подпрограмма вызывается из цикла внутри главной программы.

```
                    ; программа для ввода во всех 6 каналах
                    ; и приращения содержимого счетчиков
COUNT:  IN FLOPS    ; ввести состояние входных триггеров
        MOV B, A    ; сохранить его
        CMA         ; инвертировать его
        OUT FLOPS   ; сбросить триггеры, на которые пришли
                      импульсы
        XRA A
        CMA         ; накопитель содержит все единицы
        OUT FLOPS   ; прекратить импульсы сброса
        MVI C, 6    ; счетчик: в 6 каналах обновить данные
        LXI H, CNTR0 ; первый канал, первый байт
LOOP2:  MOV A, B    ; извлечь состояние входных триггеров
        RRC         ; поместить бит из соответствующего вход-
                      ного триггера в разряд переноса
        MOV B, A    ; сохранить состояние триггеров для следу-
                      ющего канала
        MVI A, 00   ; очистить накопитель, сохранив бит пере-
                      носа
        ADC M       ; сложить разряды 0 и 1 с битом переноса
        DAA         ; откорректировать для получения упако-
                      ванного двоично-десятичного сложения
        MOV M, A    ; поместить ответ обратно в память
        INX H       ; установить указатель в следующий байт
        MVI A, 00
        ADC M       ; сложить разряды 2 и 3 с битом переноса
        DAA
        MOV M, A    ; поместить их обратно
        INX H
        MVI A, 00
        ADC M       ; сложить разряды 4 и 5
        DAA
        MOV M, A    ; поместить их обратно
        INX H       ; установить указатель на переполнение
        MVI A, 00   ; очистить А, сохранить бит переноса пере-
                      полнения
        RAL         ; A=1 в случае переполнения
        ORA M       ; установить байт переполнения
        MOV M, A    ; записать его
        INX H       ; первый разряд следующего канала
        DCR C       ; исполнить для всех 6 счетчиков
        JNZ LOOP2
        RET         ; закончено—возврат в основной цикл
```

Программа 11.10

Она начинается вводом байта из порта FLOPS, затем посредством вывода (в порт FLOPS) обращения этого байта производится очистка установленных в 1 триггеров ввода. Заметим, что состояние сбрасывающих входов этих триггеров тем самым фиксируется. Поскольку нам нужен сбрасывающий *импульс*, а не сигнал постоянного уровня, который можно снять с фиксирующей схемы, для прекращения этого сигнала (и превращения его в импульс) приходится высылать байт, целиком состоящий из единиц. Такой прием можно было бы назвать «программным импульсом». Так как операции ввода/вывода используют накопитель, байт FLOPS временно сохраняется в регистре B.



Далее программа засылает в регистр C длину цикла (6), а в пару HL — адрес первой ячейки памяти счетчика. Затем она входит в цикл, увеличивающий результаты счета в памяти. Каждое прохождение области действия этого цикла обновляет содержимое всех ячеек памяти одного из каналов. Для обновления содержимого ячеек производится десятичное сложение с «многократной» точностью по 2 десятичных разряда в каждом из трех байтов (всего 6 разрядов на канал). Сам цикл состоит из трех повторений группы команд

```
MVI A,00
ADC M
DAA
MOV M,A
INX H
```

Заметим, что перед началом выполнения каждой такой группы бит переноса оказывается установленным в 1 в случае переполнения во время предшествующих операций (первоначально его значение поступает из входного триггера). Эта группа команд прибавляет к биту переноса содержимое ячейки памяти, а затем производит десятичную коррекцию накопителя (DAA), чтобы перед засылкой суммы обратно в память восстановить ее формат (2 двоично-десятичных разряда в байте). Последнее действие в группе служит для подготовки следующего ее повторения: это — приращение указателя (он теперь указывает следующий байт 3-байтового числа).

***Модуль вывода на дисплей.*** На рис. 11.14 приведена блок-схема подпрограммы для вывода данных на дисплей и ввода состояния переключателя каналов. Она вызывается из цикла основной программы непосредственно после программы счета и должна обновить число в следующем разряде дисплея, если только к этому моменту не были обновлены данные во всех шести разрядах; в последнем случае подпрограмма вместо обновления данных на дисплее считывает состояние переключателя каналов. Сначала подпрограмма восстанавливает указатель последнего выведенного на дисплей разряда. Если это оказался шестой разряд, производится переход к программе ввода положения переключателя. В противном случае подпрограмма извлекает указатель CHANNEL, устанавливает, которую из половин байта следует вывести на дисплей, и выводит ее.

Программа 11.11 — это запись на языке ассемблера модуля вывода на дисплей. Здесь надо отметить несколько интересных тонкостей. Ячейка CHANNEL уже содержит двухбайтовый указатель первой ячейки ЗУПВ выбранного каиала. Как мы увидим, это является од-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

```
                    ; вывод на дисплей новой цифры на каждом проходе
                    ; CHANNEL указывает, где в ЗУПВ хранится
                    ; выбранный канал, а POINTER указывает, какой разряд надо вывести на
                    ; дисплей
TABLE:  DB 00000001B    ; таблица разрядов для быстрого преобразования
        DB 00000010B    ; к формату, нужному для схемы дисплея
        DB 00000100B
        DB 00001000B
        DB 00010000B
        DB 00100000B

DISPLA: LDA POINTER     ; извлечь указатель разряда (0—5)
        CPI 06
        JNC SWITCH      ; перейти к SWITH на 7-м проходе
        MOV B,A         ; сохранить указатель разряда
        ANA A           ; очистить бит переноса
        RAR             ; A = указатель/2, бит переноса = указатель нечетный
        PUSH PSW        ; сохранить бит переноса в стеке
        LHLD CHANNEL    ; начальный адрес выбранного канала
        MOV E,A         ; собираемся прибавить A к начальному адресу
        MOV D,0
        DAD D           ; HL теперь указывает в CHANNEL+1/2 POINTER
        POP PSW         ; извлечь обратно бит переноса (он показывает, какая половина байта нужна)
        MOV A,M         ; извлечь байт из памяти данного канала
        JNC WAIT        ; правый разряд байта; подождать некоторое время
        RAR
        RAR
        RAR
        RAR             ; переместить левый разряд в правую половину

OUT:    MOV C,A         ; сохранить цифру
        XRA A
        OUT DCLR        ; временно выключить дисплей
        MOV A,C         ; извлечь цифру обратно
        OUT DVALUE      ; обновить данные в двоично-десятичном 7-сегментном драйвере
        MOV A,B         ; извлечь обратно указатель разряда
        LXI D,TABLE     ; начальная ячейка разрядной таблицы
        ADD E           ; прибавить смещение (номер разряда)
        MOV E,A         ; указатель строки таблицы в двойном регистре DE
        LDAX D          ; загрузить в A маску для включения соответствующего драйвера
        OUT DPOS        ; обновить данные на драйвере положения разряда
```

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
        MOV A,B
        INR A           ; увеличить указатель разряда для следующего прохода
        STA POINTER
        RET             ; закончено — возврат в основной цикл
WAIT:   NOP             ; истратить 4 машинных такта
        JMP OUT         ; истратить еще 10, затем перейти обратно
```

Программа 11.11

ним из результатов работы программы ввода состояния переключателя каналов. В ячейке POINTER находится число от 0 до 5, задающее

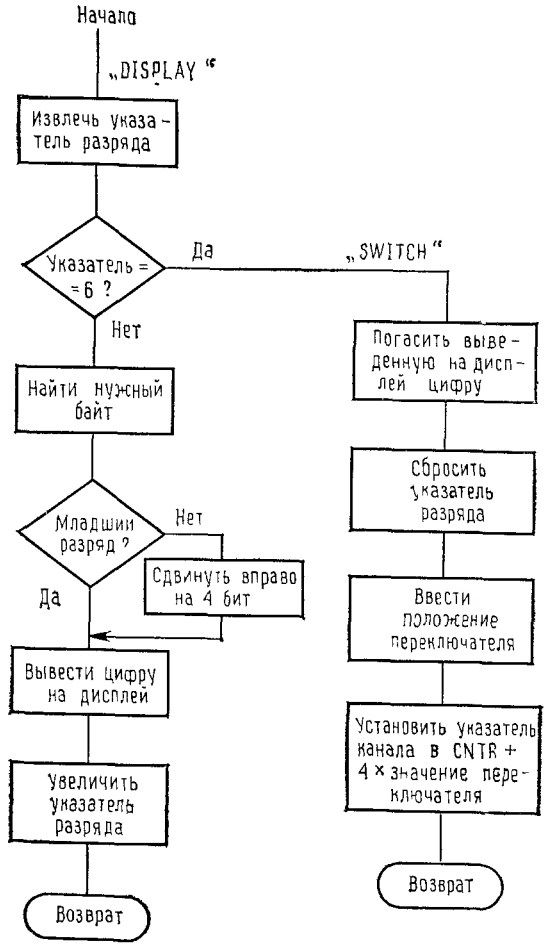



Рис. 11.14. 6-канальный счетчик. Блок-схема вывода на дисплей и ввода положения переключателя.

позицию, начиная справа, того разряда дисплея, в котором надо обновить число. Обратите внимание на последовательность команд которая определяет нужный байт и нужную половину байта для выводимого на дисплей разряда (взгляните еще раз на рис. 11.12, чтобы напомнить себе расположение разрядов в памяти). Другая интересная деталь — это двухкомандная «задерживающая» программа с началом по адресу WAIT. Она приблизительно уравнивает время исполнения для случаев, когда разряд оказывается в младшей или в старшей половине байта (в первом случае не нужны четыре сдвига, и потому программа короче).

В этой программе неожиданно возникает интересная проблема. Дело в том, что позиция разряда записана в ячейке POINTER в виде числа от 0 до 5, в то время как схема ввода/вывода требует вывода в порт 2 (DPOS) байта с единственным установленным в 1 битом (см. рис. 11.9). Здесь можно было бы вернуться назад и добавить к схеме двоично-десятичный дешифратор 74LS42 вместе с еще одним шестнадцатеричным инвертором. Это иллюстрирует классическую ситуацию, когда обнаруженное в схеме несоответствие можно устранить либо при помощи дополнительных схем, либо изменяя программу. В данном случае мы предпочитаем программный способ, который позволяет сохранить два чипа (и избежать перечерчивания схемы!). Мы вводим в память, начиная с ячейки TABLE, таблицу с 6 входами, содержащую двоичные числа 00000001, 00000010, и т. д. Программа прибавляет позицию разряда («смещение») к начальному адресу таблицы и таким образом находит байт, который должен быть выслан в порт DPOS.

***Модуль ввода положения переключателя.*** На рис. 11.14 показана также блок-схема модуля ввода положения переключателя каналов, который вызывается из модуля вывода на дисплей, если шестой разряд уже был обновлен. Прежде всего модуль гасит находящееся на дисплее число. Это нужно для того, чтобы шестой разряд дисплея светился в течение такого же времени, что и другие разряды дисплея. Затем для подготовки следующего цикла программы DISPLAY устанавливается в 0 указатель разряда (POINTER). Далее из переключателя каналов вводится байт, который затем преобразуется в число от 0 до 5, указывающее, содержимое какого из счетчиков надо выводить на дисплей. Чтобы получить это число, программа проверяет по очереди все биты байта, каждый раз увеличивая на 1 содержимое регистра B (счетчик), пока не будет найден единственный единичный бит. Тогда в регистре B окажется номер выбранного канала. Программа заканчивается вычислением первого адреса результата счета этого канала в ЗУПВ, для чего адрес первого канала, CNTR0, складывается с умноженным на 4 номером канала.

Программа 11.12 представляет собой запись на ассемблере модуля ввода положения переключателя. Интересная деталь этой программы — «предохранительный бит», который вставляется при помощи логического ИЛИ в байт, введенный из порта переключателя каналов.



```
                        ; программа для наблюдения за состоянием
                        переключателя «индикация канала» и для
                        вычисления
                        ; указателя адреса ЗУПВ, где хранится со-
                        держимое этого канала
SWITCH  OUT DCLR        ; выключить дисплей
        XRA A
        STA POINTER     ; установить в 0 указатель разряда
        LXI H,CNTR0     ; начальная ячейка счетчиков в ЗУПВ
        IN SELECT       ; ввести состояние переключателя
        CMA             ; дополнение: выключатель разомкнут=ло-
                        гический сигнал низкого уровня
        ORI 20H         ; предохранительный бит направить в 6-й
                        канал
        MVI B,-1        ; инициировать счетчик
LOOP3:  INR B
        RAR             ; это нужная позиция переключателя?
        JNC LOOP3       ; если нет, попробовать следующий канал
DONE:   MOV A,B         ; счетчик в регистре B содержит положение
                        переключателя (0-5)
        ADD A
        ADD A           ; умножить на 4, поскольку каждый канал
                        расположен в 4 байт ЗУПВ
        ADD L           ; прибавить начальный адрес, чтобы полу-
                        чить указатель ЗУПВ
        MOV L,A         ; загрузить в HL
        SHLD CHANNEL    ; записать указатель для использования в
                        программе DISPLA
        RET             ; наша работа выполнена-назад в основ-
                        ной цикл
```

Программа 11.12

В случае неисправности этого переключателя (нет контакта с общей точкой) программа, если не принять такой меры предосторожности, никогда не выйдет из цикла поиска единичного бита. Предохранительный бит гарантирует, что прибор тогда не перестанет действовать, а будет вместо этого выводить на дисплей содержимое шестого канала, что даст возможность легче найти неисправность.

**Упражнение 11.10.** Изменить программу так, чтобы при разомкнутом переключателе счетчик вводил одни нули.

**Упражнение 11.11.** Переделать программу SWITCH так, чтобы можно было вместо показанного на рис. 11.7 кольцевого переключателя с 1 входом и 6 положениями использовать двоично-кодируемый селектор. Заметим, что это упростило бы программу и ускорило ее выполнение.

## 11.7. Время выполнения программы и качество работы прибора

Напомним, что максимальная частота прихода входных импульсов, которую без потери данных допускает наш 6-канальный счетчик, устанавливается наибольшим временем внутренней работы прибора между

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

двумя последовательными проверками триггеров ввода. Кроме того, при оценке качества прибора нельзя забывать,что данные на дисплее должны обновляться достаточно часто, чтобы избежать его неприятного мерцания. Для подсчета времени работы программ мы будем пользоваться приведенным в табл. 11.2 временем исполнения отдельных команд и учитывать наименее благоприятные варианты ветвления внутри каждой программы.

Триггеры ввода проверяются один раз за время работы каждого цикла основной программы. Этот цикл занимает 38 машинных тактов (18 на каждый оператор CALL и 10 на каждый JMP). Для программы COUNT требуется 889 тактов. Наконец, на программу DISPLAY уходит 218 машинных тактов, если она обновляет число на дисплее, или 282 такта (наихудший случай), если вместо этого она переходит к метке SWITCH, чтобы проверить положение переключателя каналов. Чтобы получить эти числа, надо просто сложить время исполнения отдельных команд; при этом, естественно, нужно учитывать все проходы каждого цикла. Например, команды из области действия цикла LOOP2 программы COUNT выполняются шесть раз, занимая по 138 машинных тактов на каждый проход. Число выполнений команд внутри цикла LOOP3 программы SWITCH изменяется в зависимости от положения переключателя. Очевидно, что циклы, которые проходятся много раз, могут занимать основную часть времени выполнения программы.

В нашем примере время выполнения главного цикла в его наихудшем варианте составляет 1209 машинных тактов, или 393,5 мкс. Таким образом, гарантируется максимальная скорость счета 2,54 кГц, а данные на дисплее полностью обновляются 350 раз в секунду. В итоге наш прибор оказывается одним из самых медленных устройств для счета из всех приведенных в книге.

Поскольку выполнение цикла LOOP2 обходится нам в 798 из общего числа 1209 машинных тактов, никакие усовершенствования, сделанные в других частях программы, не окажут существенного воздействия на качество прибора. Этот цикл стоит попытаться улучшить, и мы уже изо всех сил пытались это сделать. Одна из возможностей, которую можно было бы здесь рассмотреть,— это использование для хранения в ЗУПВ результатов счета двоичного формата записи чисел вместо «упакованных» двоично-десятичных пар. Таким путем можно сократить время выполнения на 72 такта, но это приведет к чрезмерному разрастанию программы DISPLAY. Попытка подойти к задаче с другой стороны (использовать целый байт ЗУПВ для записи каждого двоично-десятичного числа) приводит к увеличению скорости работы подпрограммы DISPLAY, но зато еще более ухудшает узкое место всей программы — цикл LOOP2.

К другим заслуживающим внимания характеристикам прибора относятся количество использованных в нем чипов и их общая стоимость. В нашем устройстве использованы 2 вентиля, 11 чипов СИС и сам микропроцессор с двумя чипами памяти. Общая цена всех использованных ИМС составляет около 50 долл. (не считая стоимости разработки программного обеспечения).



***Сравнение с дискретной логикой.*** Было бы интересно сравнить наш оконченный проект с 6-канальным счетчиком, построенным без использования микропроцессора. Для этого нами сконструирован скромный 6-канальный счетчик на КМОП БИС (одноканальные 5-декадные счетчики МС14534). Его схема приведена на рис. 11.15. Здесь мы изменили технические требования, чтобы согласовать их с числом разрядов (5) этих микросхем. Эти симпатичные чипы счетчиков имеют выходы с тремя состояниями, что для нас весьма полезно, поскольку выходы могут быть закорочены, а счетчик, содержимое которого выводится на дисплей, отпирается переключателем каналов. Идущие к дисплею выходы такого счетчика можно легко использовать совместно с буферами для питания обычного устройства цифровой индикации на светодиодах. Кроме шести счетчиков для этой схемы нужны еще генератор и два чипа СИС. Максимальная частота счета, которую допускает такая схема, равна 500 кГц, а стоимость использованных ИС примерно та же, что и для схемы с микропроцессором.

Наше сравнение иллюстрирует среди прочего тот факт, что применение микропроцессора не всегда повышает качество схемы. Возможно, вы даже решите покончить с этим ущербным устройством, так и не добившись, увязнув в деталях, чтобы оно вообще заработало. В защиту микропроцессоров следует, однако, указать, что их использование даже в простых приборах вроде только что рассмотренного значительно расширяет наши возможности. Например, мы могли бы включать сигнал тревоги по достижении результатом счета заранее заданного значения, проводить статистическую обработку распределения моментов прихода входных импульсов, вычитать средние значения или пользоваться протоколом RS-232C для устройств последовательного вывода данных; дискретную же схему было бы крайне сложно расширить для решения таких дополнительных задач. Кроме того, сконструированное с использованием микропроцессоров оборудование может быть без изменений в аппаратуре перепрограммировано для выполнения других работ. Далее, преимущества микропроцессоров становятся совершенно очевидными при их применении в области особо сложного оборудования.

Соревнование между аппаратурой и программным обеспечением могло бы принять и другие формы, поскольку существует возможность совместного использования микропроцессора и отдельных чипов счетчиков. Таким способом можно было бы улучшить характеристики прибора и упростить программирование, заплатив за это увеличением сложности и уменьшением быстродействия аппаратуры. Подобная комбинация, вообще говоря, позволяет реализовать преимущества обоих типов схем и получить наилучшие характеристики в сочетании с гибкостью и вычислительной мощностью микропроцессора. Фирмы — изготовители микропроцессоров, как правило, поставляют и совме-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

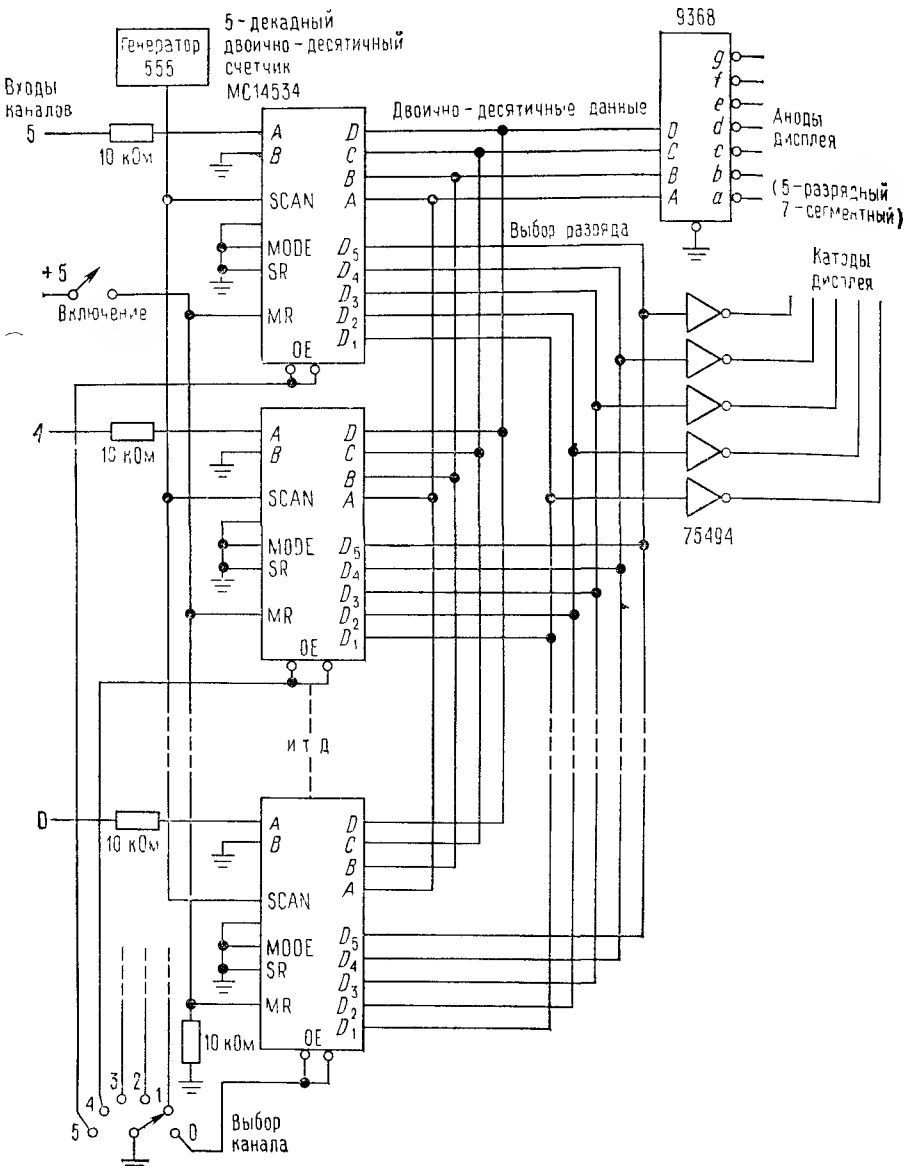



Рис. 11.15. 6-канальный счетчик, построенный на отдельных логических БИС вместо микропроцессора.



стимые с ними вспомогательные чипы для решения часто встречающихся задач (например, тройной счетчик 8253 на 1 МГц фирмы INTEL).

***Вспомогательные чипы для микропроцессоров.*** При подсчете чипов в только что рассмотренном примере обнаружилось, что большинство использованных ИМС были схемами средней степени интеграции, такими, как фиксирующие схемы, буфера с тремя состояниями, дешифратор — драйвер дисплея и мощные буфера. Собственно микропроцессор и чипы памяти (ЗУПВ и ППЗУ) составляли всего 3 из общего числа 16 чипов. Особенно обширное применение во всех микропроцессорных системах находят фиксирующие регистры-защелки и буфера с тремя состояниями, так что оказывается важным предпринять более подробный обзор некоторых из имеющихся возможностей.

## 11.8. Схемы средней степени интеграции

***Следящие („прозрачные") и запускаемые по фронту фиксирующие схемы (регистры-защелки).*** О фиксирующих схемах (регистрах-защелках) ранее коротко упоминалось в разд. 8.24. Фиксирующую схему, выходные сигналы которой повторяют сигналы на ее соответствующих входах все время, пока схема открыта, называют «прозрачной» или *следящей* (схемой с помехами в нагрузке) фиксирующей схемой в отличие от *запускаемой по фронту* фиксирующей схемы, которая представляет собой просто массив D-триггеров с общим тактовым входом. Такое различие приводит к важным последствиям при фиксации данных с шины, если учесть относительное расположение во времени стробирующих сигналов DATA и WRITE. Существо дела ясно из рис. 11.16. Дело в том, что типичный протокол микропроцессора не обязательно предусматривает появление нужных данных на шине непосредственно после прохождения переднего фронта стробирующего импульса WRITE, но гарантирует их наличие при прохождении его заднего фронта (а также в течение некоторого установленного минимального интервала времени, предшествующего его прохождению). В результате выход следящей фиксирующей схемы, если она открыта в продолжение всего импульса WRITE, может оказаться в

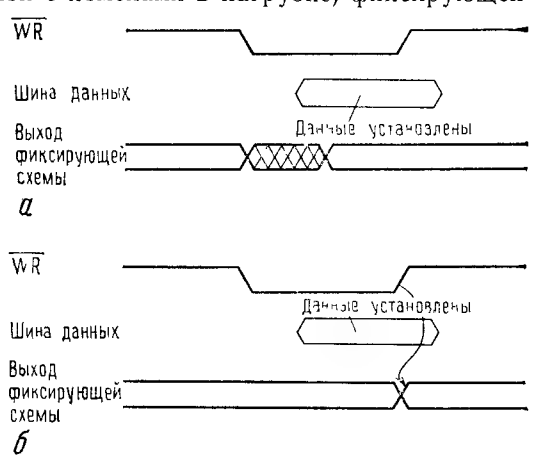



Рис. 11.16. Синхронизация цикла записи.
*а* — «прозрачная» фиксирующая схема; *б* — запускаемая по фронту фиксирующая схема

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

случайном состоянии, как это показано на рис. 11.16, *а*. С другой стороны, запускаемая по фронту фиксирующая схема меняет свое состояние только в конце импульса WRITE, чем обеспечивается отсутствие на ее выходе таких «мерцаний» (рис. 11.16, *б*).

Промышленность поставляет хороший ассортимент фиксирующих схем ТТЛ, как следящих, так и запускаемых по фронту. Они могут обладать такими особенностями, как наличие входа СБРОС (RESET), удобное расположение выводов (входы и выходы на противоположных сторонах корпуса), инвертированные выходы, взаимно дополнительные выходы (т. е. имеются как прямые, так и инвертированные выходы), выходы с тремя состояниями (полезные при работе с драйверными шинами [1]) и отдельный отпирающий вход (INPUT ENABLE). Этот последний позволяет упростить внешнее стробирование, поскольку сигнал WRITE может управлять тактирующим входом, а логическая схема выбора устройства — отпирающим входом (входом разрешения). Заметим, что для обеспечения всех перечисленных возможностей не хватит выводов, если мы собираемся использовать их также и для передачи данных. Поскольку большинство процессоров имеют байтовую организацию, желательно иметь возможность временно сохранять внутри одного чипа 8 бит данных. Корпус с 16 выводами такой возможности не допускает (сосчитайте нужное число выводов), и мобильной полупроводниковой промышленностью был выпущен удобный и изящный (ширина ~7,5 мм, такая же, как у корпуса с 16 выводами) двухрядный корпус DIP с 20 выводами. Впоследствии мы еще поговорим о корпусах более подробно (найдите наш вечно новый параметр ЭПК [2]).

В табл. 11.3 и 11.4 собраны данные о поставляемых промышленностью фиксирующих схемах ТТЛ. Из этих списков следует отметить микросхему 74LS377 — достаточно хорошую фиксирующую схему широкого применения для вывода и хорошую фиксирующую схему 74LS374 для ввода (для драйверных шин).

***Буфера.*** Другой чип, в больших количествах используемый при конструировании микропроцессорных систем,— это буфер с тремя состояниями. Такие буфера используются для задания на шине адресной или числовой информации, а чаще всего просто для пересылки данных в ЦП. Как и в случае с фиксирующими схемами, здесь существуют модификации на 8 бит с 20 выводами. Возможные варианты включают наличие гистерезиса, инвертированные выходы, расположение выводов для входов и выходов на противоположных сторонах корпуса и наличие отдельных выводов отпирающих входов для двунаправленного использования. На рис. 11.17 показан двунаправленный буфер с тремя состояниями, используемый для пересылки данных в любом из двух направлений. При помощи таких буферов маломощ-

[1] То есть шинами, к линиям которых могут быть присоединены одновременно входы и выходы ряда устройств — *Прим. ред*

[2] ЭПК — эквивалентная площадь корпуса. (PEA, package equivalent area).



*Таблица 11.3*

**Запускаемые по фронту фиксирующие схемы**

| | Биты | Выводы | Разрешение входа | Противоположное расположение выводов | Инвертированные выходы | Выходы с тремя состояниями | Дополнительные выходы | Сброс |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 74LS175 | 4 | 16 | — | — | — | — | V | V |
| 379 | 4 | 16 | V | — | — | — | V | — |
| 173 | 4 | 16 | V | V | — | V | — | V |
| 376 | 4 | 16 | — | — | — | — | — | V |
| 276 | 4 | 20 | — | — | — | — | — | V |
| 174 | 6 | 16 | — | — | — | — | — | V |
| 378 | 6 | 16 | V | — | — | — | — | — |
| 273 | 8 | 20 | — | — | — | — | — | V |
| 374 | 8 | 20 | — | — | — | V | — | — |
| 364 | 8 | 20 | — | — | — | V | — | — |
| 574 | 8 | 20 | — | V | — | V | — | — |
| 534 | 8 | 20 | — | — | V | V | — | — |
| 564 | 8 | 20 | — | V | V | V | — | — |
| 377 | 8 | 20 | V | — | — | — | — | — |
| 25LS2520 | 8 | 22 | V | — | — | V | — | V |

*Таблица 11.4*

**Следящие фиксирующие схемы («прозрачные защелки»)**

| | Биты | Разрешение входа | Противоположное расположение выводов | Инвертированные выходы | Выходы с тремя состояниями | Дополнительные выходы | Сброс |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 74LS375 | 4 | — | — | — | — | V | — |
| 373 | 8 | — | — | — | V | — | — |
| 363 | 8 | — | — | — | V | — | — |
| 573 | 8 | — | V | — | V | — | — |
| 533 | 8 | — | — | V | V | — | — |
| 563 | 8 | — | V | V | V | — | — |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ную шину (ввода/вывода) данных микропроцессора соединяют с системной шиной, токи и емкость которой относительно велики. В мини-ЭВМ, которую мы рассматривали в гл. 10, эта задача решалась при помощи драйверов с большим выходным током, размещенных на плате ЦП.

Обратите внимание, что в действительности мы здесь говорим о двух разных применениях. Драйверы с тремя состояниями нужны всегда (даже в случаях простых приложений вроде рассмотренного нами счетчика), когда надо ввести данные в микропроцессор; кроме того, буфер с достаточно большим допустимым выходным током нужен для питания сильно нагруженной внешней шины, которая является характерной деталью более сложных систем. В этом последнем случае часто приходится отказываться от использования маломощных схем Шоттки с их максимальной нагрузочной способностью 24 мА в пользу «стандартных» буферов ТТЛ с нагрузочной способностью 48 мА.

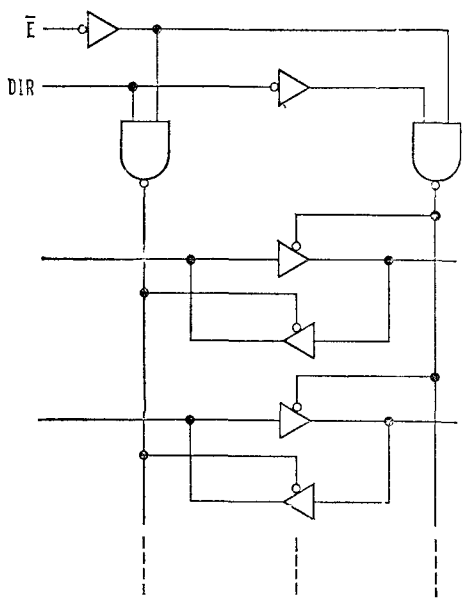


Рис. 11.17. Двунаправленный буфер с тремя состояниями.

В табл. 11.5 приведен впечатляющий список буферов с тремя состояниями. Микросхемы 74365 — 368 (идентичные 8095-8) являются классическими, но проигрывают, имея только по 6 бит (корпус с 16 выводами). Схемы Signetic 8T95 — 8 совместимы по расположению выводов и обладают более высокой нагрузочной способностью (48 мА). Микросхема 74245 — это широко применяемый 8-битовый двунаправленный буфер.

***Корпуса.*** Как уже отмечалось, возникновение двухрядных DIP-корпусов с 20 выводами было связано с потребностями 8-битовых микропроцессоров. В отличие от имевших ширину 0,6 дюйма и 24 вывода корпусов предыдущих выпусков, более современные корпуса сжаты до стандартной ширины 0,3 дюйма [1] и потому экономят площадь на плате печатной схемы. Поскольку большая часть платы обычно бывает занята, как это было продемонстрировано выше, ИМС периферийных устройств, оказывается важным поставить вопрос о выборе

[1] Соответственно 15,2 и 7,6 мм.— *Прим. перев*



*Таблица 11.5*

**Буфера с тремя состояниями**

| | Биты | Выводы | Двунаправленность | Двунаправленные выходы | Противоположное расположение выходов | Гистерезис | Инвертирование | Разрешения | Заменители |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 74LS125 | 4 | 14 | — | — | — | — | — | 4 | 8093 |
| 126 | 4 | 14 | — | — | — | — | — | 4 | 8094 |
| 242 | 4 | 14 | V | V | V | V | — | 2 | |
| 243 | 4 | 14 | V | V | V | V | — | 2 | |
| 365 | 6 | 16 | — | — | — | — | — | 2 | 8T95 |
| 366 | 6 | 16 | — | — | — | — | V | 2 | 8T96 |
| 367 | 6 | 16 | — | — | — | — | — | 2 | 8T97 |
| 368 | 6 | 16 | — | — | — | — | V | 2 | 8T98 |
| 8T37 | 6 | 16 | — | — | — | V | V | 2 | 8T38 |
| 241 | 8 | 20 | — | V | — | V | — | 2 | |
| 541 | 8 | 20 | — | V | V | V | — | 2 | |
| 244 | 8 | 20 | — | V | — | V | — | 2 | |
| 240 | 8 | 20 | — | V | — | V | V | 2 | |
| 540 | 8 | 20 | — | V | V | V | V | 2 | |
| 245 | 8 | 20 | V | V | V | V | — | 1 | 8T125 |
| 645 | 8 | 20 | V | V | V | V | — | 1 | |
| 640 | 8 | 20 | V | V | V | V | V | 1 | |
| 641 | 8 | 20 | V | V | V | V | — | 1 | |
| 642 | 8 | 20 | V | V | V | V | V | 1 | |

типа корпусов, которые вы собираетесь использовать для ее заселения. В качестве альтернативы только что упомянутым СИС с 20 выводами здесь надо указать возможность использования периферийных *n*-МОП БИС для решения таких задач, как фиксация данных, их временное хранение и(или) усиление по мощности соответствующих сигналов (*буферирование*), счет и синхронизация, последовательный В/В, управление дисками и дисплеем, передача данных при ПДП [1] и прерывания. Такие «системные компоненты» обычно вводятся в употребление одновременно с чипами ЦП теми же изготовителями и предназначаются специально для совместной работы с главным ЦП.

Прежде чем позволить увлечь себя содержащимися в издаваемой изготовителями литературе убедительными описаниями многочисленных достоинств этих ИМС, вы, конечно, захотите учесть и другие их свойства, в особенности высокие цены, большие размеры корпусов

[1] Прямой доступ в память.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

и чрезмерную гибкость. Часто скромные компоненты СИС могут выполнять ту же работу по меньшей мере столь же хорошо. Чтобы показать, сколько места занимают на плате различные корпуса, мы составили табл. 11.6, в которой перечислены эквивалентные площади

*Таблица 11.6*

**ЭПК [а] для различных размеров корпусов с двухрядным расположением выводов (DIP)**

| Выводы | Ширина | Площадь схемы | Площадь с просветом | ЭПК [а] |
|---|---|---|---|---|
| 14 | 0,3 | 0,18 | 0,54 | 0,9 |
| 16 | 0,3 | 0,21 | 0,60 | 1,0 |
| 18 | 0,3 | 0,24 | 0,66 | 1,1 |
| 20 | 0,3 | 0,27 | 0,72 | 1,2 |
| 22 | 0,3 | 0,3 | 0,78 | 1,3 |
| 22 | 0,4 | 0,40 | 0,91 | 1,5 |
| 24 | 0,4 | 0,44 | 0,98 | 1,6 |
| 24 | 0,6 | 0,66 | 1,26 | 2,1 |
| 28 | 0,6 | 0,78 | 1,44 | 2,4 |
| 40 | 0,6 | 1,14 | 1,98 | 3,3 |

**Примечание:** эффективные площади с просветом вычислялись для величины просвета 0,15 всюду вокруг, т. е. для расстояния 0,3 дюйма между ними (1 дюйм = 25,4 мм. — *Прим. перев.*).
[а] Эквивалентная площадь (отнесенная к площади корпуса с 16 выводами).

корпусов (ЭПК) в единицах стандартного корпуса DIP с 16 выводами [1]. Мы видим, что широко распространенный корпус БИС с 40 выводами занимает столько же места, сколько 2,8 корпуса с 20 выводами. Теперь, когда предостережение произнесено, мы можем взглянуть на некоторые из этих чудес высокой степени интеграции.

## 11.9. Периферийные БИС

***Общие замечания.*** Как мы уже отмечали, предназначенные для обслуживания микропроцессоров БИС обычно изготовляются по *n*-МОП-технологии и поставляются в больших корпусах с 28 или 40 выводами. При конструировании этим схемам стремятся придать высокую степень гибкости и часто изготовляют их с программируемыми параметрами операций. Хотя обычно они предназначаются для работы с определенными микропроцессорами, их универсальность позволяет использовать вспомогательные ИМС одного изготовителя с микропроцессором другого. Такие схемы при своем первом появлении могут

[1] Корпус 201-16-6 по ГОСТ 17467-72.— *Прим. ред.*



быть очень дорогими, и их стоимость в этот период часто превышает даже стоимость самого микропроцессора, но с течением времени они проявляют присущую технологии интегральных схем (и мало чему еще в этом мире) тенденцию к экспоненциальному понижению цен. Рис. 11.18 иллюстрирует соответствующий (по-видимому, всеобщий) «закон долины Silicon» (часть геологического разлома Сан — Андреас между Сан — Франциско и Сан — Хосе)[1].

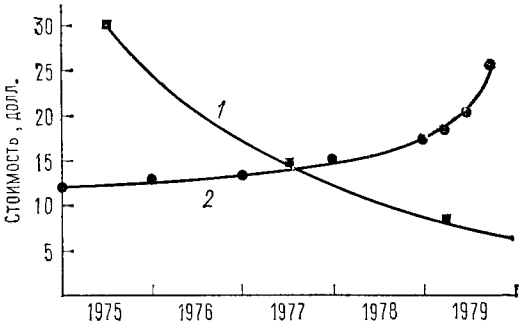



Рис. 11.18. Закон долины Silicon: наблюдаемые кривые.
*1* — Silicon Valley (Am2901, цена 100 штук; *2* — New England (цена 30 галлонов отопительного масла).

Несмотря на некоторые пренебрежительные замечания, которые мы себе позволили по адресу вспомогательных БИС, многие из них оказываются совершенно необходимыми; очевидные тому примеры — это устройства управления дисками и дисплеем. Другой вспомогательный кристалл, нашедший себе широкое применение, — это универсальный синхронный/асинхронный приемник/передатчик (УСАПП).

***Как пользоваться УСАППом.*** УСАПП — это управляемая микропроцессором разновидность УАПП, который мы рассматривали в разд. 8.27. Хотя привычные УАППы можно использовать с микропроцессором, предлагаемые вместе с различными микропроцессорными семействами УСАППы более удобны ввиду возможности программировать по шине управление режимом их работы. Большинство семейств ЦП имеют свои УСАППы, например Motorola 6850 (ЦП 6800), Zilog SIO (ЦП Z80), MOS Technology 6550 (ЦП 6502) и Intel 8251 (ЦП 8085). За возможным исключением УСАПП 6850 (подробнее об этом читайте ниже), все эти схемы в основном совместимы. Их применение мы проиллюстрируем на примере широко известного 8251A.

Чаще всего УСАПП используется для пересылки данных между ЦП и терминалами или устройствами для получения документов (такими, как печатающие устройства или графопостроители), когда главным требованием является универсальная совместимость и простота взаимного соединения устройств. Обычно это делается посредством последовательной передачи символов в коде ASCII через уровни RS-232C, как было описано в разд. 10.17. Для такого способа связи используется асинхронный режим работы УСАППа, причем каждый 8-битовый символ помещается между битами START и STOP и пере-

[1] Игра слов Silicon Valley — непрерывно опускающаяся часть указанного разлома, и вместе с тем Silicon — это кремний, причем в этой долине сосредоточена электронная промышленность.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

дается со стандартной скоростью как последовательная 10-битовая строка (см. разд. 10.17).

УСАПП изготовляется в корпусе с 28 выводами и соединяется с ЦП при помощи 8 линий DATA (данных) шины ЦП, пяти дополнительных линий управления и одного входа CHIP SELECT (выбор чипа). На рис. 11.19 показано простое соединение УСАППа с типичной шиной вместе с подключением устройств синхронизации приема/передачи данных и последовательного ввода/вывода и внешних управляющих линий протокола RS-232.

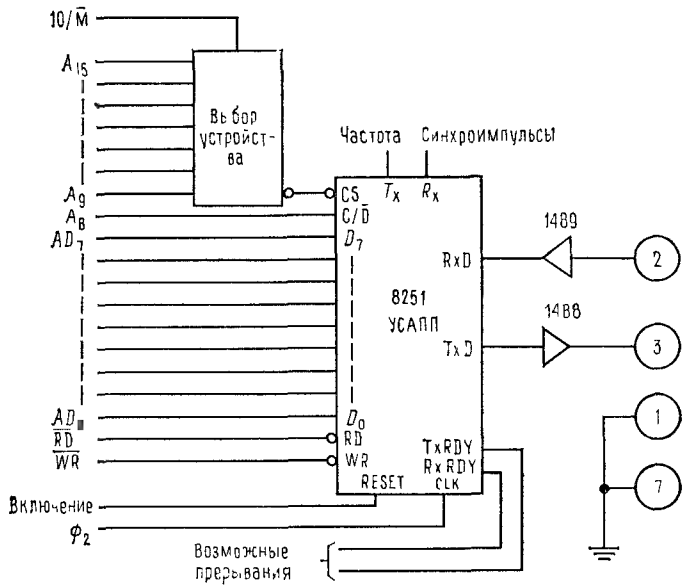



Рис. 11.19. Соединение УСАППа с шиной микропроцессора.

**Линии ЦП.** Вход RESET служит для включения холостого режима работы схемы, в котором она ожидает программного выбора режима работы. Этот вход обычно связывают в шине с линией включения питания. Линия CLK связывается с любым тактовым сигналом, частота которого должна не менее чем в 30 раз превосходить частоту приема/передачи битов; сама величина частоты и фаза сигнала не имеют значения. Линия CS′ (выбор чипа) используется, чтобы активировать ИМС для связи с процессором по шине. По линиям RD′ и WR′ производится стробирование параллельных данных в шине, если на линии C/D′ имеется сигнал НИЗКОГО уровня, или стробирование информации о состоянии и управляющей информации, если на C/D′ подан сигнал ВЫСОКОГО уровня. Линию C/D′ обычно соединяют с адресной линией $A_0$ (МЗР); это означает, что данные и состояние/управление можно рассматривать как два порта В/В.



**Линии последовательного В/В.** Все линии последовательного ввода и вывода данных и различные линии последовательного управления (CTS, RTS, DTR, DSR) соответствуют стандартному протоколу RS-232C. Об этих четырех линиях мы больше ничего не скажем. Линии R×D и T×D служат соответственно для приема и передачи данных.

**Прочие линии.** Линии T×RDY, R×RDY, и T×EMPTY позволяют контролировать состояние регистров УСАППа для поиска неисправностей или для прерываний. Линии T×C и R×C — это входы для синхроимпульсов, задающих частоту обращения к передатчику и приемнику. Эти входы питаются от любого внешнего генератора, от системного генератора синхроимпульсов (например, генератора ЦП 8085 с частотой 6,144 МГц) или от ИМС генератора частоты передачи информации. Такие генераторы обычно устанавливаются на частоту, в 16 раз большую, чем желаемая скорость последовательной передачи информации, например на 19,2 кГц для скорости 1200 Бод. (Как было сказано в гл. 10, 1200 бод — это 1200 бит/с, что соответствует 120 10-битовым словам в 1 с, т. е. 120 символам ASCII в 1 с.)

**Программирование.** В начале этого раздела мы говорили, что режимы работы УСАППа управляются командами из программ. Другими словами, посланный в УСАПП байт в режиме С (сигнал ВЫСОКОГО уровня на линии C/D′) интерпретируется УСАППом как управляющая команда, которая устанавливает режим его работы. Таким способом можно выбрать, например, синхронный или асинхронный режим работы, число битов STOP и четный или нечетный паритет (или не задавать его вовсе). Ниже приведены байты команд управления для трех часто употребляемых режимов работы с последовательными данными:

| Данные | Паритет | Управляющий байт |
|---|---|---|
| 8 бит | Никакого | 01001110 |
| 7 бит | Нечетный | 01011010 |
| 7 бит | Четный | 01111010 |

Мы должны помнить, что под нашим управлением находятся и другие возможные (почти бесчисленные) режимы работы, и потому вынуждены соблюдать аккуратность и точно устанавливать каждый бит командного слова. Чтобы установить схему в начальное состояние, эти команды должны высылаться процессором, и для организации такой высылки приходится использовать несколько строк программы. Иными словами, любой передаче последовательных данных из одного устройства в другое должна в программе предшествовать соответствующая операция управления. Таким усложнением работы приходится платить за ту высшую степень гибкости, которой обладают эти ИМС для обслуживания микропроцессора. В данном случае нам предстоит выполнять операции вроде приведенных в написанной для микропроцессора 8085 программе 11.13.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

```
CDATA=80H          ; адрес регистра данных УСАППа
CSTAT=81H          ; адрес регистра управления/состояния УСАПП
  .
  .
  .
ORG:  0            ; начальный адрес при включении ЦП
      MVI A, 01001110B ; командное слово для 8 бит без паритета
      OUT CSTAT    ; послать в регистр управления УСАППа
        .
        .
        .
```

Программа 11.13

После того как при помощи командного регистра режим работы УСАППа установлен, фактические байты данных высылаются и принимаются в режиме D (сигнал НИЗКОГО уровня на линии C/D') посредством обычных команд микропроцессора для ввода и вывода данных. При этом следует опрашивать регистр состояния (опять режим C), чтобы определять, когда принятые УСАППом последовательные данные оказываются готовыми для ввода в ЦП и когда УСАПП готов к приему данных, которые должны быть переданы. Кроме того, другие биты регистра состояния указывают, была ли обнаружена паритетная ошибка, были ли потеряны входящие данные и т. д. Вы игнорируете эти ужасные предвестники несчастья и дерзко бросаетесь вперед. Примером может служить программа 11.14.

```
                   ; программа передачи данных
                   ; начать здесь, с высылаемым байтом данных
                   ; в регистре C
LOOP1:  IN CSTAT
        ANI 04     ; маска буфера передатчика
        JZ LOOP1   ; ждать, пока буфер передатчика освободится
        MOV A,C
        OUT CDATA  ; выслать байт данных
        RET
                   ; программа приема
                   ; поступающий байт данных засылается в A
LOOP2:  IN CSTAT
        ANI 02     ; маска готовности приема
        JZ LOOP2   ; ждать байта данных
        IN CDATA   ; заслать его в A
        ANI 7FH    ; вычеркнуть C3P
        RET
```

Программа 11.14

Заметим, что приведенные примеры представляют собой простейшие из возможных программ для операций с УСАППом; для проверки информации о состоянии в них используется программируемый В/В (см. разд. 10.06—10.08). Эти программы останавливают выполнение

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



процессором других операций, заставляя его совершать циклы в зависимости от флажков состояний. От использования программы, управляемой прерываниями (или хотя бы цикла, не так часто проверяющего флажок состояния), в особенности выиграл бы ввод данных.

***ИМС параллельного В/В (ПВВ).*** Другой по-настоящему важный класс периферийных БИС состоит из многоканальных схем В/В с параллельными портами. Обычно это фиксирующие схемы для выходящих и буфера для приходящих данных параллельного формата (как правило, шириной 8 бит); иногда они могут включать программируемые таймеры и даже устройства для преобразования параллельного формата в последовательный. Как и УСАППы, они имеют программируемые режимы работы, которые позволяют выбирать формат и направление передачи данных, выполнять операции с отдельными битами и устанавливать длительность задержек. Протокол передачи данных ПВВ также можно программировать; можно, например, разрешить автоматические прерывания и выбрать режим «рукопожатия» (по поводу такого режима см. разд. 10.13 и следующий раздел). Данные типичных ПВВ собраны в табл. 11.7.

*Таблица 11.7*

**БИС ПВВ**

| | Байты ЗУПВ | В/В (биты) | РНД [а] | Бит S, R [б] | Фиксация входа | «Рукопожатия» | Прерывания | Счетчик таймера (биты) | Адресные линии |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 6522 [г] | — | 16 | V | — | V | 2 [в] | 1 | 16 | 4 |
| 6532 [г] | 128 | 16 | V | — | — | — | 1 | 8 | 7 |
| 6820, 21 [г] | — | 16 | V | — | — | 2 | 2 | — | 2 |
| 8154 | 128 | 16 | — | V | — | 1 | 1 | — | 7 |
| 8155, 56 | 256 | 22 | — | — | V | 2 | 2 | 14 | 0 [д] |
| 8254 | — | 16 | — | V | — | 1 | 1 | — | 7 |
| 8255 | — | 24 | — | — | V | 2 | 2 | — | 2 |

[а] Однобитовый регистр направления данных. [б] Однобитовый регистр установка/сброс с одной комаидой. [в] Возможно преобразование последовательных данных в параллельные. [г] ПВВ 68 xx и 65 xx нуждаются в синхронизирующем сигнале $Ф_2$. [д] Использует линии $AD_{0-7}$ как для данных, так и для адресов.

Почти все ИМС ПВВ изготовляются по *n*-МОП-технологии, откуда следует, что они не могут служить источниками больших токов; обычно их можно включать на разветвленную нагрузку из четырех или пяти микромощных элементов ТТЛ Шоттки. Вследствие этого

ПВВ обычно используются в сочетании с драйверами мощности, которые могут питать нагрузки, требующие больших токов. Поэтому не пытайтесь заставить реле срабатывать непосредственно от выходов ПВВ.

На рис. 11.20 предлагается разновидность схемы, которую можно было бы использовать в данном случае для обновления данных на

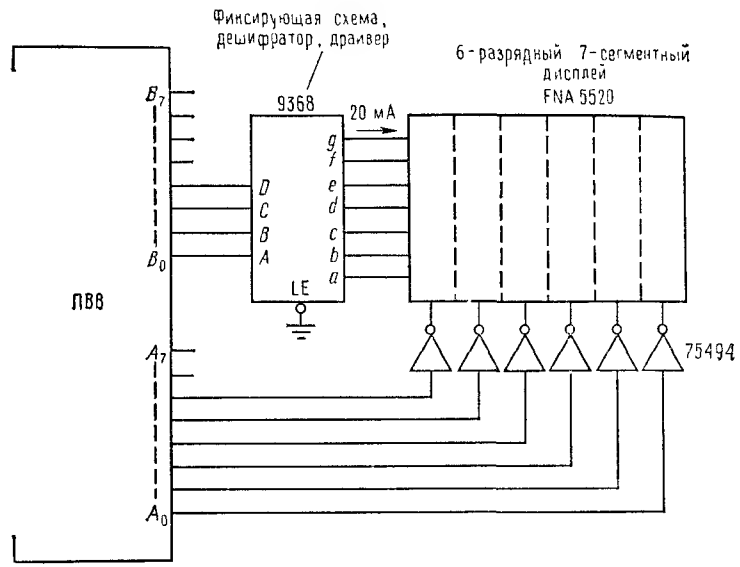



Рис. 11.20. Управление переключаемым дисплеем при помощи ПВВ.

6-разрядном дисплее. Не имеет значения, что выходы наших схем *n*-МОП можно использовать непосредственно для питания переключателя Дарлингтона с заземленным эмиттером, о чем мы говорили в разд. 9.10. Выходной (питающий) ток при величине ВЫСОКОГО уровня выходного сигнала 1,5 В часто бывает указан в описаниях схем под заголовком «Ток питания схемы Дарлингтона». Например, для ПВВ 8255 этот ток равен 1,5 мА (минимум) при 1,5 В.

**«Рукопожатие».** Проведение «рукопожатий» заслуживает небольшого дополнительного пояснения. Предположим, что вы пересылаете байты данных через порт ПВВ в микропроцессор. Вы хотели бы знать, когда ПВВ готово принять следующий байт, т. е. когда предыдущий байт получен процессором. Естественный способ это устроить связан с использованием выходного сигнала ПВВ READY (готовность). Такой сигнал подается, когда ПВВ может принять байт, и не подается, начиная с момента, когда произведено стробирование ввода данных, и до тех пор, пока эти данные не будут приняты процессором, после чего сигнал READY подается вновь. Иными словами, вы можете стробировать ввод данных в любое время, пока подается сигнал READY.



Сами эти данные должны быть полностью установлены к моменту прохождения заднего фронта стробирующего импульса, когда ПВВ принимает данные.

Рис. 11.21 иллюстрирует этот простой подход в относящихся к ПВВ 8255 терминах: IBF означает «буфер входа заполнен» (input buffer full) и представляет собой сигнал, дополнительный к нашему READY; STB′ — это сигнал стробирования ввода; при помощи сигнала INTR ПВВ сообщает процессору, что имеет данные, которые должен ему передать. Согласно техническим условиям, длительность стробирующего импульса должна составлять не менее 500 нс, а данные должны оставаться полностью установленными в течение 180 нс после прохождения заднего фронта стробирующего импульса. На приведенной диаграмме также показано, что происходит после того, как процессор считывает данные из ПВВ. Хотя обычно употребляется стробирующий импульс фиксированной ширины, можно было бы поддерживать стробирующий уровень в течение всего времени, пока подается сигнал IBF (буфер ввода заполнен), как советует стрелка на рисунке. Такой способ обмена данных с двусторонним захватом гарантирует, что они не могут быть потеряны.

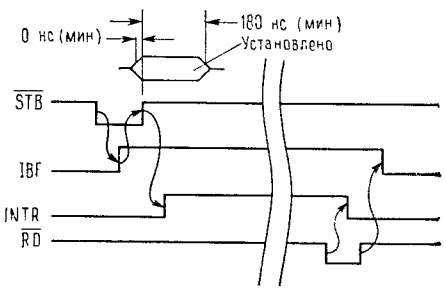



Рис 11 21 «Рукопожатие» ПВВ

***А/Ц-преобразователи для микропроцессоров и шин.*** Поскольку в основанном на микропроцессорах оборудовании часто бывают нужны аналого-цифровые преобразователи, различные изготовители выпустили свои АЦП, предназначенные для упрощенного соединения с шинами данных. Эти преобразователи имеют, в частности, выходы байтовой ширины с тремя состояниями, которые можно соединять непосредственно с шиной. Например, ICL7109 фирмы Intersil представляет собой интегрирующий 12-битовый А/Ц-преобразователь, выходные сигналы которого могут быть поданы прямо на шину в виде двух последовательных байтов без помощи обычного в таких случаях «приданого» вроде внешних фиксирующих схем, буферов с тремя состояниями и т. д. Линии START и STATUS, которые имеет этот преобразователь, позволяют микропроцессору заниматься другими вещами, пока АЦП выполняет свои относительно медленные преобразования (7,5 преобразований в 1 с).

АЦП ICL7109 — это характерный представитель семейства приспособленных для работы с шинами самостоятельных преобразователей; он является полным аналого-цифровым преобразователем, независимо от того, работает он совместно с микропроцессором или сам по себе. ИМС другого класса, называемые микропроцессор-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ными аналого-цифровыми преобразователями, *нуждаются* в микропроцессоре для выполнения свой работы; они не могут действовать как самостоятельные преобразователи. Такие ИМС содержат какую-нибудь схему линейного преобразования, но, чтобы функционировать, они должны управляться программой микропроцессора. Иными словами, совершать преобразование может комбинация программы микропроцессора и чипа преобразователя, причем программа является внутренне присущей частью АЦП. Например, один такой чип преобразователя содержит ЦАП и аналоговый компаратор; чтобы привести преобразователь в действие, программа должна составлять пробные коды и проверять выход компаратора, тем самым завершая формирование последовательно приближающего преобразователя.

Заметим, что в противоположность А/Ц-преобразователям Ц/А-преобразователи по своей природе легко использовать совместно с микропроцессорами. В частности, ЦАП с фиксирующими схемами на входах для данных можно соединять непосредственно с шинами данных.

## 11.10. Память

В системах мини-ЭВМ и микро-ЭВМ размещение памяти, как об этом говорилось в разд. 10.16, осуществляется самой системой в процессе работы и в разные моменты времени может быть различным; то, что было в течение некоторого времени пространством программы (командами), в другое время может стать массивом данных. Сама по себе память в этом случае имеет, за некоторыми небольшими исключениями, совершенно общий характер. Напротив, в приложениях микропроцессоров, предназначенных для решения конкретных задач, назначение памяти заложено в конструкцию устройства; при этом блоки энергонезависимых (постоянных) ПЗУ «только для чтения» используются для хранения программы, а энергозависимые ЗУПВ для считывания/записи — для временного хранения данных, организации стеков и как рабочее пространство программы. Использование энергонезависимой памяти для хранения программ является общим правилом при конструировании специального оборудования, поскольку позволяет избежать ввода программы в такие устройства при каждом их включении.

В этом разделе мы поговорим о различных видах памяти: статических и динамических ЗУПВ, ЗУПВ и ПЗУ, ПЗУ масочно-программируемых, электрически программируемых и перепрограммируемых (не говоря уже об электрически перепрограммируемых ПЗУ).

***Статические и динамические ЗУПВ.*** Статическое ЗУПВ записывает биты в массиве триггеров, в то время как динамические ЗУПВ сохраняют их в виде зарядов на конденсаторах. Бит, записанный в статическом ЗУПВ, сохраняется там до тех пор, пока вместо него не будет записан другой, если только не будет выключено питание. В динамическом ЗУПВ данные исчезают, как правило, менее чем за секунду, если их не возобновлять («регенерировать»). Иными словами, динамическое ЗУПВ постоянно забывает записанные в нем данные, и спасти их может только регенерирующий синхроимпульс, который периодически воздействует на ряды данных. Как правило, по каждому из 64 адресов ряда такой импульс приходится подавать каждые 2 мс.



Почему же тогда, удивитесь вы, кто-то решает выбрать динамические ЗУПВ? Дело в том, что не использующая триггеров динамическая память занимает меньше места и позволяет поэтому записать на одном чипе больше данных (и за меньшую цену). Например, классический чип 2114 (статическое ЗУПВ) может хранить 4К (1К×4) бит и стоит около 5 долларов, в то время как на чипе 4116 динамического ЗУПВ можно приблизительно за ту же цену записать 16К (16К×1) бит. Поскольку размеры корпусов этих схем одинаковы, при использовании динамических ЗУПВ можно на одной и той же плате ЗУ за ту же цену получить в четыре раза больший объем памяти, чем при использовании статических.

«Но тогда зачем вообще использовать статические ЗУПВ?» — спросите вы теперь (как вы непостоянны, не правда ли?). Напомним, что использовать чипы динамических ЗУПВ приходится в количествах, кратных восьми, поскольку почти все они имеют ширину в один бит, в то время как для небольших систем может хватить пары статических схем 2114. Другим преимуществом статических ЗУПВ является простота их использования, так как в этом случае можно не беспокоиться о регенерирующих синхроимпульсах или о возможных несоответствиях с синхронизацией (циклы регенерации могут конкурировать с обычными циклами сбращения к памяти и потому должны быть надлежащим образом с ними согласованы).

Следующий тип ЗУПВ сочетает в себе лучшие качества статических и динамических устройств. Эти ЗУПВ фактически являются динамическими, но имеют встроенную схему регенерации, с которой, собственно, пользователь и считывает данные. Они бывают шириной 4 или 8 бит и просты в употреблении. Цена их заметно выше, чем у сравнимых динамических ЗУ, и, кроме того, их бывает труднее получить.

Имеются ЗУПВ с объемами от 1К бит до не менее чем 64К бит и со временем доступа от 750 нс до приблизительно 50 нс. При этом ЗУПВ большого объема обычно динамические, в то время как удобные ЗУПВ байтовой ширины и другие небольшие ЗУПВ (например, статическая схема 8185 1К×8 бит) неизменно бывают статическими.

***ЗУ „только для чтения" (постоянные ЗУ, ПЗУ).*** ПЗУ применяются для энергонезависимого хранения программ, для программ отслеживания, таблиц поиска (в том числе генераторов знаков), последовательных управляющих устройств и т. д. Существует несколько их разновидностей: масочно-программируемые ПЗУ, ПЗУ с плавкими

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

перемычками, перепрограммируемые ПЗУ со стиранием УФ-излучением и электрически перепрограммируемые ПЗУ.

**Масочно-программируемые ПЗУ.** Эти схемы рождаются уже запрограммированными. Выпускающее полупроводниковую продукцию предприятие превращает заказанное вами значение битов в специально изготовленную маску для проведения металлизации, посредством которой эти схемы и программируются. Размеры масочно-программируемых ПЗУ могут варьировать от 1К бит до 8К бит и выше. Такие схемы предназначаются для выпуска крупными сериями, так что не надо и мечтать о присбретении масочно-программируемого ПЗУ для макетирования. Типичные цены составляют от 1000 до 3000 долл. за заказанную партию, причем изготовитель будет настойчиво вас убеждать не покупать меньше чем 1000 штук ПЗУ за 1 раз. При таких количествах один чип может обойтись менее чем в 5 долл.

**ПЗУ с плавкими перемычками.** Эти схемы вступают в жизнь, имея все биты установленными в 1, и вы подвергаете их лечению электротоком до тех пор, пока не будут сброшены в нуль мешающие биты. Например, чип 3624 фирмы Intel изготовляется по «проверенной временем и основанной на плавлении поликристаллического кремния» технологии. Он содержит 512 байт в корпусе с 24 выводами и программируется пропусканием сильного тока через соответствующие выводы при повышенном напряжении питания всей схемы: вы должны следить, расплавились ли нужные перемычки, если нет, надо просто продолжать лупить его током!

ПЗУ с плавкими перемычками хороши в тех случаях, когда требуется небольшое и дешевое ПЗУ.

**УФ-стираемые ПЗУ (УФППЗУ).** Информация в этих ПЗУ может быть запрограммирована (и если надо, стерта) самим пользователем. Они представляют собой массивы МОП-транзисторов с плавающими затворами, которые могут быть электрически заряжены посредством «лавинной инжекции»; таким модным названием обозначается пробой окружающего затвор изолирующего слоя приложенным к нему импульсом амплитудой около 30 В. Хранение данных в таких ПЗУ связано с тем, что эти изолированные затворы (которые можно рассматривать как конденсаторы с равной столетиям постоянной времени) способны неопределенно долго удерживать захваченные ими крошечные заряды. Состояние каждого такого конденсатора можно считывать, позволяя ему быть затвором канала соответствующего полевого МОП-транзистора. Поскольку к затвору не существует электрического доступа, снять с него заряд («стереть») можно только посредством экспонирования затвора ультрафиолетовым излучением в течение 10—30 мин, что вызывает стекание заряда, обусловленное эффектом фотопроводимости. УФ-стираемые ПЗУ имеют в корпусе специальное кварцевое окно, через которое можно облучать затворы и стирать записанные данные.

Классическая ИМС2716 — это широко используемое УФППЗУ (стираемое и программируемое ПЗУ) емкостью 2К байт, которое работает от одного источника питания +5 В и стоит около 25 долл. Для его программирования надо приложить постоянное напряжение +25 В к программирующему выводу, после чего записывать нужные данные со скоростью 1 байт в 50 мс, проверяя, правильно ли он записан. На всю работу уходит при этом 100 с. Более старая ИМС2708 имеет вдвое меньшую емкость, требует трех источников питания (+12, +5 и —5 В) и стоит около 5 долл. УФППЗУ — это основной тип ПЗУ для небольших систем и для устройств частного применения. Для макетирования они просто замечательны.



**Электрически перепрограммируемые ПЗУ (ЭППЗУ).** Эти ПЗУ могут быть запрограммированы и очищены электрически, не нуждаясь в растянутой процедуре стирания, присущей УФППЗУ. На примере ЭППЗУ можно наблюдать процесс появления новой технологии ПЗУ. Это новое направление обещает значительное продвижение в отношении плотности упаковки и удобства использования.

## 11.11. Конструирование системы на БИС

Мы рассмотрели периферийные СИС и БИС, различные типы ЗУПВ и ППЗУ. Теперь было бы поучительно увидеть, как из этих типов памяти и вспомогательных схем составляется небольшая система. Мы покажем, как можно смешивать ЗУПВ и ПЗУ, как включаются в систему периферийные приборы и как добавлять к ней ИМС памяти, которые не сконструированы специально «под микропроцессор».

***Многоцелевой микропроцессорный модуль.*** Взгляните на рис. 11.22. Этот чертеж мог бы быть проектом готового к выпуску прибора. Тем не менее, пока не раскрыто содержимое ПЗУ, невозможно сказать, что делает этот прибор. Такая схема имеет более общий характер, чем, например, приведенная на рис. 11.4, поскольку она содержит многоцелевые программируемые многоканальные порты В/В, имеет расширяемое пространство ПЗУ, устройства для последовательного ввода/вывода данных и место (возможность) для подключения дополнительных ЗУПВ. Мы начали с нашего излюбленного микропроцессора 8085. Затем мы взяли две ИМС 8155 параллельного ввода/вывода (ПВВ), которые нужны в качестве параллельных портов для обмена данными с внешним миром, а также в качестве таймера для программирования скорости передачи информации в УСАПП 8251. Кроме того, каждый из них содержит по 256 байт ЗУПВ, что дает возможность в небольшой системе обойтись без других дополнительных ЗУПВ. УФППЗУ (чип 2716) располагается в начале («на дне») памяти и содержит инициирующие программы и специальную программу нашего прибора. Вся система невелика и компактна: в ней всего три корпуса с 40 выводами, двухрядный корпус с 28 выводами, еще один корпус с 24 выводами, два малых корпуса DIP, одно сопротивление, один конденсатор и один кристалл резонатора. Все вместе на печатной плате могло бы показаться достаточно невыразительным. Вся



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

система была бы построена с применением только БИС, если бы он не нуждалась в фиксирующей схеме для задания младшей половин

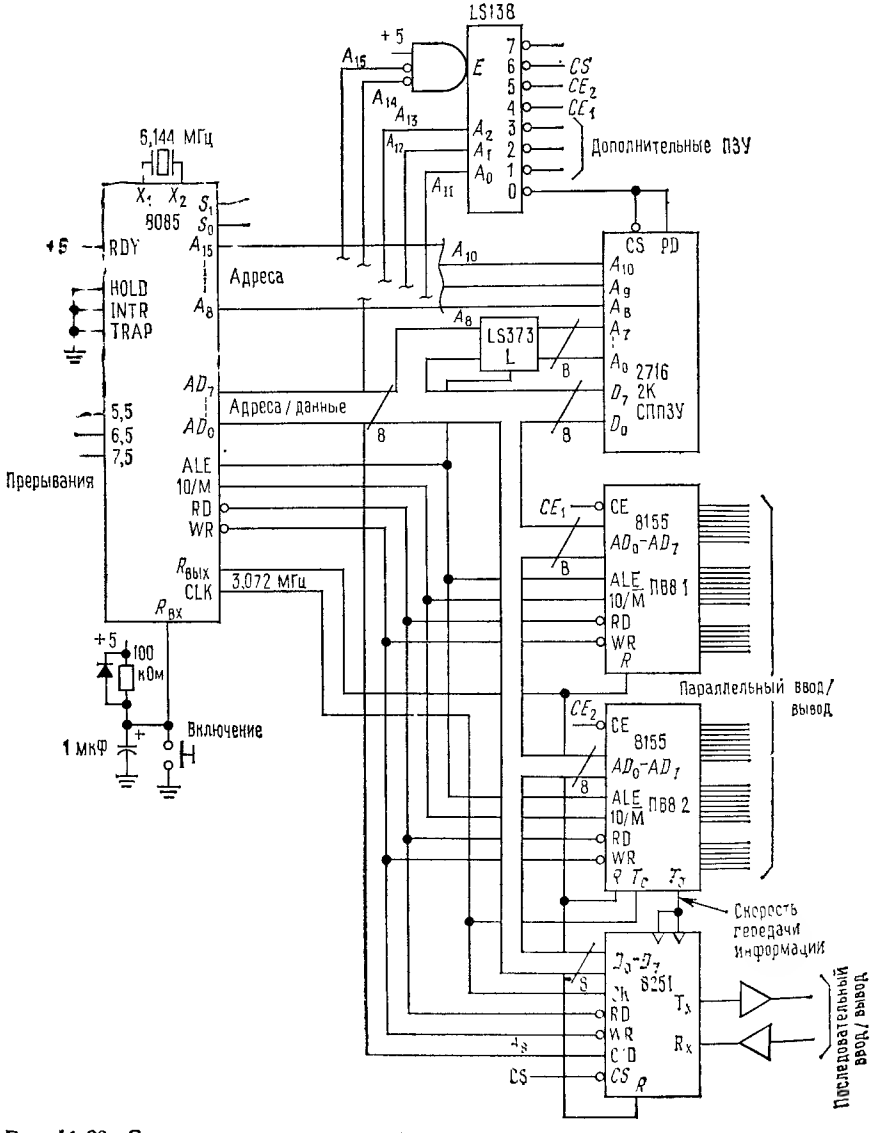



Рис. 11.22. Схема микропроцессора общего назначения.

адреса СППЗУ (надо помнить, младшие разряды адреса перемешаны с данными на шине данных) и в дешифраторе для разделения памяти в соответствии со старшими битами адреса. УФППЗУ помещено в



самом начале памяти ввиду того, что при включении процессор начинает выполнять программу, начиная с нулевой ячейки (как уже было об этом сказано). Кроме того, прерывания осуществляют принудительные обращения к расположенным вблизи начала памяти ячейкам (2С, 34 и 3С, все шестнадцатеричные), так что для операций с ними желательно расположить всю программу также в начале памяти. Дешифратор 1—8 (74LS138) помещает УФППЗУ в первые 2К памяти, причем его остальные выходы можно использовать для тех трех дополнительных чипов ПЗУ, в ненужности которых вы сейчас абсолютно уверены и которые неизбежно вам понадобятся. Чтобы разрешить обращение к ПЗУ, адресный бит $A_{13}$ должен быть установлен в НИЗКИЙ уровень; если $A_{13}$ установлен в ВЫСОКИЙ уровень, обращение к ПЗУ запрещено, и выходы дешифратора 74LS138 выбирают периферийные устройства (УСАПП и ПВВ). План размещения памяти нашей системы приведен на рис. 11.23.

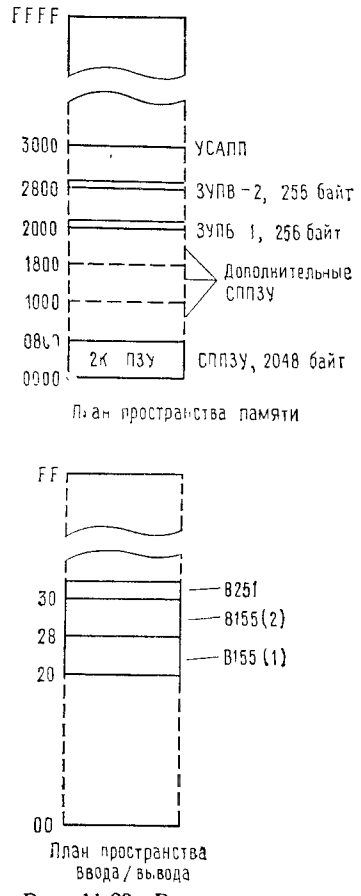



Рис. 11.23. Размещение памяти для схемы микропроцессора общего назначения.

Некоторые дополнительные замечания: заметим, что не обязательно заполнять пространство памяти непрерывно, без просветов, начиная с ее начала. Назначение отдельных блоков памяти в соответствии с имеющимися в наличии старшими адресными линиями, как мы это сейчас сделали, часто упрощает схему. Щели в пространстве памяти, которые при этом получаются, ничему не мешают. Заметим также, что, оставив свободными несколько выходов дешифратора и не полностью проведя дешифровку адресных битов процессора 8085, мы разрешили доступ к периферийным устройствам из многих мест памяти, удаленных от ее начала, точно так же, как это было в примере с 6-канальным счетчиком (см. рис. 11.6). Еще одна тонкость в нашем примере связана с адресацией периферийных схем. Поскольку возбужденные выходы (74LS138) не следят за линией IO/M' процессора, они разрешают обращение к периферийным приборам при выполнении команд как ввода вывода, так и обращения к памяти. Это, однако, не приводит к ошибкам, поскольку за линией IO/M' следят ПВВ 8155 (которые сами выбирают между своей функцией ввода/вывода и об-



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ращением к памяти), а УСАПП просто появляется в одних и тех же ячейках пространства памяти и пространства В/В.

**Упражнение 11.12.** Использовать добавочные выводы для осуществления полной дешифровки адреса, так чтобы ЗУПВ и СППЗУ не появлялись многократно в пространстве адресов.

***Дополнительная память: вопросы синхронизации.*** Во многих приложениях тех 512 байт, которые нам предоставляют ПВВ в предыдущем примере, просто не хватает для хранения данных, с которыми надо оперировать. Примером может служить устройство (буфер) для приема «взрывов» данных, поступающих, скажем с блока магнитной

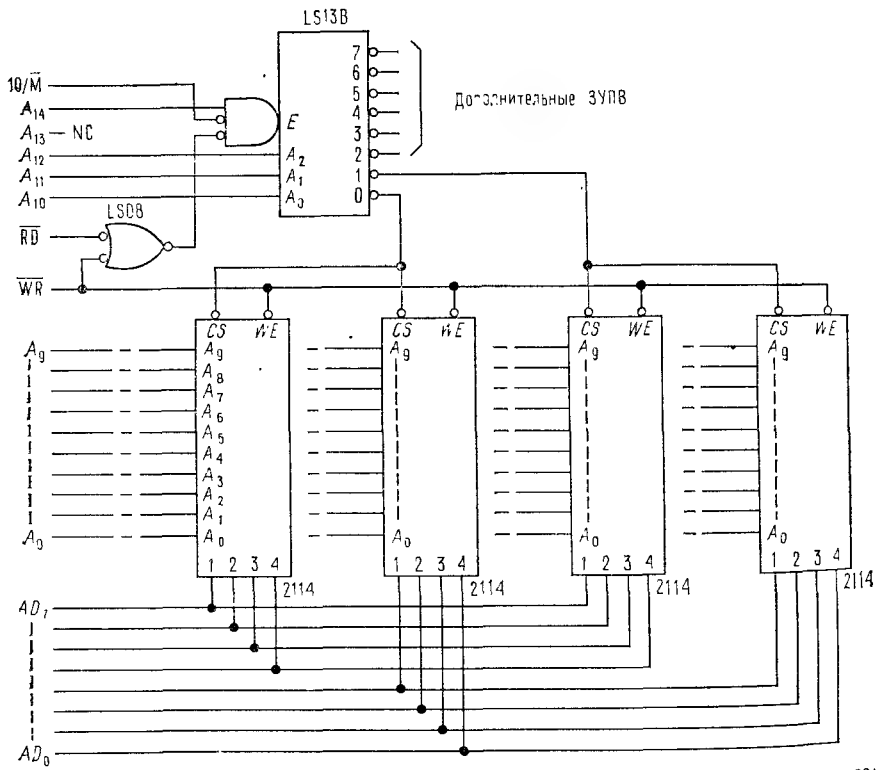



Рис. 11.24. Добавление ЗУПВ 2114 на 2Кбайт к схеме микропроцессора общего назначения.

ленты или диска. Для такого приложения ЗУПВ должно иметь достаточную емкость для записи целого блока поступающих данных, которые затем обрабатываются и пересылаются дальше до прихода следующего «взрыва». Было бы соблазнительно использовать здесь одно из дешевых и популярных ЗУПВ, такое, как, например, вездесущая



2114, поскольку ЗУПВ, разработанные специально для совместной работы с микропроцессором, обычно значительно дороже. Например, 1К байт памяти, составленный из двух ИМС 2114, обойдется приблизительно в 8 долл., в то время как ЗУПВ 8185 с такой же емкостью, предназначенное специально для использования с микропроцессором 8085, стоит около 25 долл.

При добавлении ЗУ, не сконструированных специально для работы с данным ЦП, приходится, вообще говоря, добавлять также и некоторые другие внешние схемы для формирования стробирующих и разрешающих сигналов. Кроме того, всегда надо следить за соблюдением условий синхронизации (это касается, например, времени установки и времени обращения). На рис. 11.24 показано, как добавить 2 Кбайт памяти к нашей первоначальной схеме. Дешифратор 74LS138 отпирается только при установке адресного бита $A_{14}$ в ВЫСОКИЙ уровень, т. е. ЗУПВ размещается в пространстве адресов, начиная с ячейки 4000 Н. Для того чтобы с выходов схемы 74LS138 был подан отпирающий сигнал на входы CS (выбор чипа) надлежащей пары ЗУПВ 2114, на два других отпирающих входа 74LS138 должны поступить стробы доступа к памяти (НИЗКИЙ уровень на линии IO/M′) и считывания или записи. При помощи такой схемы к системе можно добавить ЗУПВ с общей емкостью до 8 Кбайт.

Ситуация, которая возникает при этом в связи с синхронизацией работы системы, изображена на рис. 11.25, где требования, предъявляемые процессором и памятью, показаны относительно одной и той же оси времени. Полный адрес фиксируется и передается в ЗУПВ в конце импульса ALE (или раньше, если для фиксации младшего байта адреса использован регистр следящего типа), а полученные в ответ из ЗУПВ данные должны быть установлены на шине в течение не более чем 460 нс после прохождения его заднего фронта; последнее условие необходимо, чтобы обеспечить нужное для процессора время установки (100 нс) до того, как окончится импульс RD′. Временна́я диаграмма для ЗУПВ 2114 также приведена на рис. 11.25; существенным здесь является то обстоятельство, что данные окончательно устанавливаются только через 450 нс ($t_A$, время доступа) после того, как установился адрес. Если для фиксации младшего байта адреса использована запускаемая по фронту фиксирующая схема, возможность выполнить условие за время установки оказывается почти упущенной, поскольку ЗУПВ забирает 450 нс для доступа к своим данным, в то время так ЦП навязывает крайний срок в 460 нс. Фактически это условие оказывается даже нарушенным на 24 нс, так как фиксирующая схема имеет еще и задержку распространения, равную (максимально) 34 нс. Мы, к счастью, использовали следящий регистр, который проходит через соответствующее установившемуся адресу состояние приблизительно за 100 нс до окончания импульса ALE и тем обеспечивает резерв 75 нс. Аналогичный подсчет для цикла WRITE также показал бы наличие достаточного резерва времени. Отметим, что ЗУПВ 2114 заведомо успевает убрать свои данные с шины адресов/данных до

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

того, как ЦП снова подаст на нее адресную информацию в начале следующего машинного цикла, так что на этой шине не происходит спора перекрывающихся сигналов. Запас времени в данном случае составляет 50 нс.

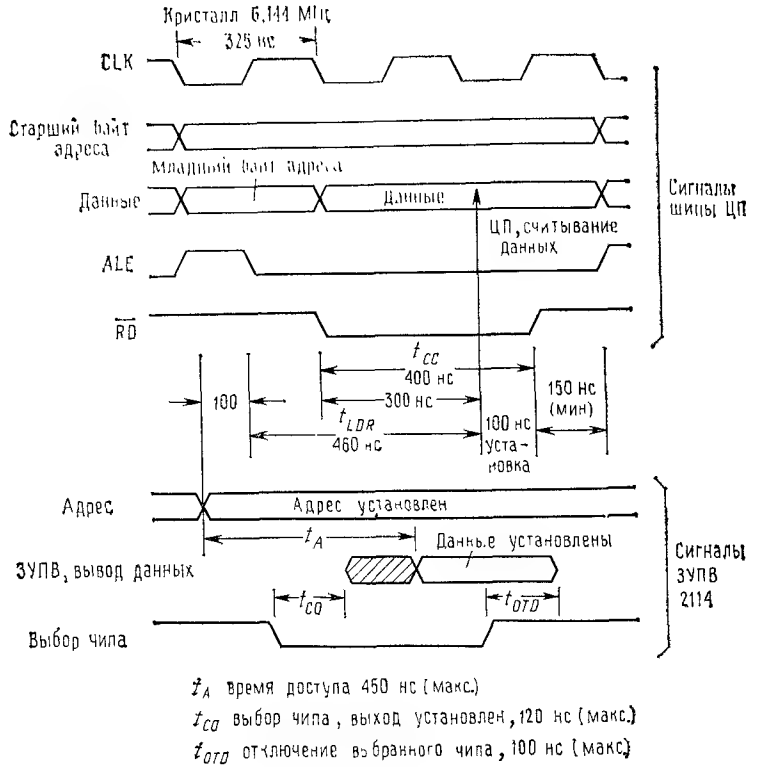



Рис. 11.25. Диаграмма синхронизации обращения к памяти для машинного цикла READ процессора 8085 при использовании ЗУПВ 2114.

Два примечания: в наших оценках всегда использовались наихудшие из возможных значений. На самом деле схема с запускаемой по фронту фиксацией адреса, вероятно, могла бы прекрасно работать. Кроме того, мы использовали самые медленные схемы из семейств 2114 и 8085; дополнительные резервы времени всегда можно получить, перейдя к использованию более быстродействующих разновидностей схем или понизив тактовую частоту системы.

***О емкостях.*** Все связанные с синхронизацией технические условия в описаниях устройств указываются применительно к некоторой предполагаемой емкостной нагрузке. Все наихудшие значения в предыдущем примере задаются в предположении, что емкостная нагрузка на всех линиях составляет 150 пФ. Для системы, состоящей из дюжины или более ИМС, имеет смысл проверить, действительно ли суммарная емкостная нагрузка не превышает 150 пФ; в противном случае указанные технические условия необходимо откорректировать в соответствии с формулами, приведенными в описании микропроцессора (такое описание всегда представляет собой целую книгу, и часто довольно толстую).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Ситуация с емкостными нагрузками в случае предыдущей схемы складывается следующим образом:

| Количество | Устройство | Нагрузка на адресных линиях, пФ | Нагрузка на линиях данных, пФ | Нагрузка на линиях управления, пФ |
|---|---|---|---|---|
| 16 | 2114 | 80 | 40 | 40 |
| 2 | 8155 | — | 40 | 20 |
| 1 | 74LS373 | 5 | 5 | — |
| 1 | 8251 | 10 | 20 | 10 |
| 1 | 74LS138 | 10 | — | — |
| Всего | | 105 | 105 | 70 |

Выходит, что емкостная нагрузка приближается к указанным в описании 150 пФ, если учесть емкость монтажа. Ясно, что наша небольшая система не может быть заметно расширена без использования буферов для увеличения мощности сигналов ЦП. С другой стороны, с участием всех необходимых ИМС схема может разрастись до такой степени, что окажется не подходящей для размещения на одной печатной плате. На этом этапе мы могли бы начать думать о размещении системы на нескольких платах с разъемами для соединения с общей панелью (или с задней стенкой), контакты разъемов которой соединены с общей шиной. Некоторые из популярных шин для микропроцессоров мы рассмотрим в следующем разделе.

С применением буферов для усиления сигналов ЦП связана одна интересная тонкость: поскольку шина данных ($AD_0$—$AD_7$) является двунаправленной, буфер должен обладать способностью передавать сигналы в обоих направлениях, хотя и не обязательно одновременно. Это легко осуществимо с помощью такой ИМС, как восьмиканальный приемопередатчик для шин 74LS245, который состоит просто из пары встречно включенных буферов с тремя состояниями на каждой сигнальной линии. На рис. 11.26 показано соединение ЦП 8085 с такими шинными буферами. Линии $AD_0$—$AD_7$ нормально включены для питания шины (74LS245 в режиме передачи), а переключение буфера в приемный режим производится только на то время, пока длится подаваемый из ЦП импульс RD. Остальные линии являются однонаправленными и обслуживаются обычными шести- и восьмиканальными буферами. Заметим, что линии RD′, WR′ и IO/M′ преобразованы в систему из четырех управляющих линий, что делает необязательной дешифровку на каждой отдельной плате.

Естественно, что в большой системе, в которой линии основной панели нагружены значительными емкостями, приходится использо-

вать буфера и для сигналов, идущих с другого конца линии [1]. При этом для линий данных на плате памяти надо было бы использовать буфер для двунаправленной передачи, направление которой управлялось бы по линии MEMRD'; вероятно, следовало бы поставить буфер и на входных адресных линиях этой платы, поскольку они создают большую емкостную нагрузку на шину. Максимальную нагрузку,

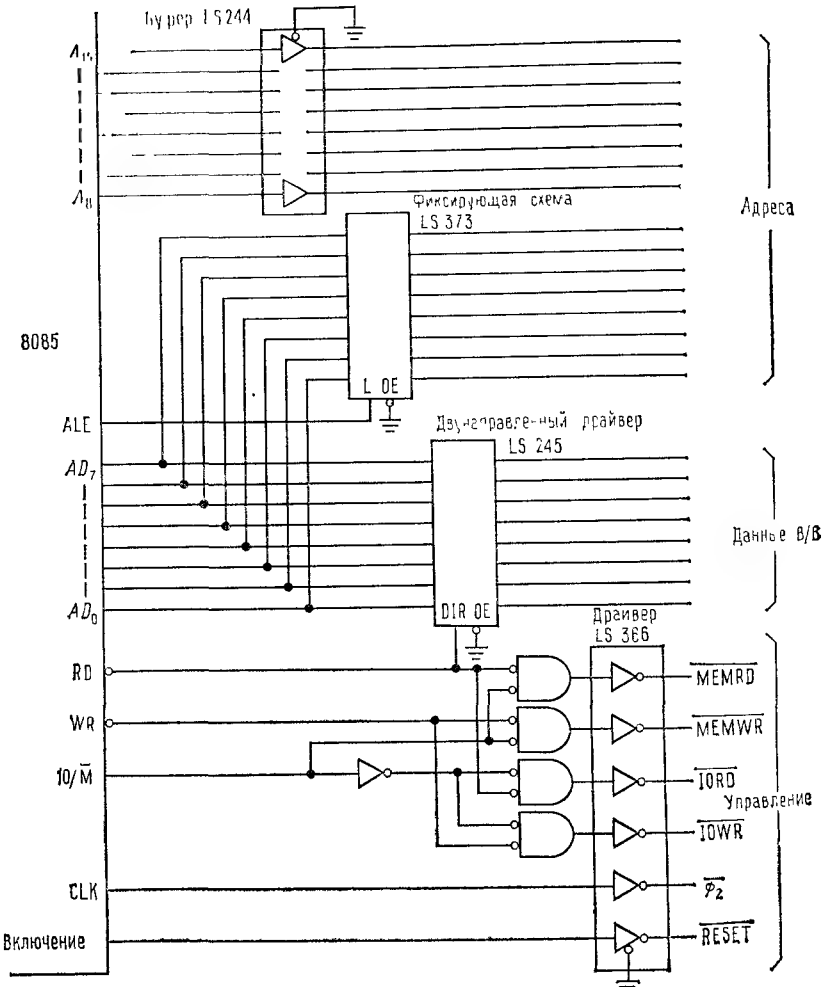



Рис. 11.26. Использование буферов на шине ЦП 8085.

[1] То есть не от микропроцессора, а от других устройств системы.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



которую плата может создавать на любой шине, обычно каким-нибудь способом обозначают в спецификации этой платы, например как двойную нагрузку схемы 74LSxx.

## ДАЛЬНЕЙШИЕ АСПЕКТЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

### 11.12. Шина S100

***Историческая справка.*** Конструкторы первого микропроцессорного набора MITS Altair 8800 были первыми, кто столкнулся с задачами, которые мы сейчас обсуждали. В их статье в Popular Electronics за 1975 г. на фотографиях и схемах была изображена собранная на винтах с проставками этажерка из печатных плат, соединенных друг с другом набором проводов, впаянных в выставленные друг над другом отверстия на платах. К счастью, конструкторы не остановились на этом непрочном сооружении, и заказчики получили набор Altair 8800 с основной панелью, «заселенной» разъемами на 100 выводов для подсоединения торцов отдельных печатных плат. Так за несколько лихорадочных недель, которые отделяли это первое объявление от начала поставок, родилась ныне знаменитая шина S100.

Шина MITS на 100 линий вскоре стала фактически эталоном для рынка любительских ЭВМ, который в то время буквально взрывался от новых изготовителей, «вскакивавших в автобус» [1] почти еженедельно. Разработчики назвали свою шину «шиной Altair», но их конкуренты переименовали ее в шину S100 (за ее стандарт, 100 выводов), и последнее прозвище прилипло. К несчастью, эта шина в действительности не была полностью стандартизованной. В ней был выведен на переднюю панель дешифратор линии записи в память, но не все микроЭВМ имели переднюю панель. По поводу значения отдельных сигналов этой шины существовала путаница, приводившая к противоборству на ее линиях. Затем другие компании ввели свои собственные обозначения для различных неиспользованных линий (например, «линия PHANTOM» для вывода 67). Бывали случаи, когда изготовители снабжали свои платы ЦП входами для несуществующих линий синхронизации и т. д. В итоге никогда не было уверенности, что две «S100-совместимые» платы действительно смогут работать вместе внутри одной системы.

Но, несмотря на все проблемы, которые тогда возникали при работе с шиной S100, многие изготовители и отдельные лица создавали на ее основе относительно мощные и недорогие ЭВМ. В такой ситуации стоило затратить усилия, чтобы упорядочить порожденные шиной S100 проблемы. И вот комитет заинтересованных инженеров выработал (с одобрения ИИЭР [2]) стандарт, который включал наименования и

[1] Непереводимая игра слов. В английском языке «шина» и «автобус» обозначаются одним словом «bus».— *Прим. перев.*

[2] Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE).— *Прим. перев.*

функции сигналов и технические условия на синхронизацию. Эт( новый стандарт узаконил шину S100. Изготовители теперь могут ра рабатывать свои ЦП и периферийные устройства в соответствии ( стандартом, указывающим те требования к выпускаемым ими плата удовлетворение которых гарантирует возможность их совместной р боты с любыми другими стандартизованными платами.

***Сигналы и синхронизация шины S 100.*** В табл. 11.8 приведены назначения выводов для стандартизованной ИИЭР шины S100. Пять

*Таблица 11.8*

**Сигналы шины S100**

| Вывод | Функция | Вывод | Функция | Вывод | Функция | Вывод | Функция |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 79 | $A_0$ | 49 | Синхросигнал 2 Мгц | 56 | $DMA_1'$* | 78 | pDBIN |
| 80 | $A_1$ | | | 57 | $DMA_2'$* | 75 | RESET'* |
| 81 | $A_2$ | 24 | $\Phi_2$ | | | 74 | HOLD* |
| 31 | $A_3$ | 54 | SLAVE CLR '* | 14 | $DMA_3'$* | 26 | pHLDA |
| 30 | $A_4$ | 58 б) | SXTRQ' | 73 | INT'* | 25 | sSTWAL' |
| 29 | $A_5$ | 68 | MWRITE | 12 | NMI'* | 96 | sINTA |
| 82 | $A_6$ | 1 | +8 В | 13 | PWR FAIL' | 97 | sWO' |
| 83 | $A_7$ | 51 | +8 В | 3 | XRDY | 44 | sMI |
| 84 | $A_8$ | 95 | $DI_0$ | 72 | RDY* | 45 | sOUT |
| 34 | $A_9$ | 94 | $DI_1$ | 60 | SIXTN'* | 46 | sINP |
| 37 | $A_{10}$ | 41 | $DI_2$ | 100 | GND | 47 | sMEMR |
| 87 | $A_{11}$ | 42 | $DI_3$ | 50 | GND | 48 | sHLTA |
| 33 | $A_{12}$ | 91 | $DI_4$ | 20 | GND | 18 | STAT DSB'* |
| 85 | $A_{13}$ | 92 | $DI_5$ | 53 | GND | 19 | C/C DSB'* |
| 86 | $A_{14}$ | 93 | $DI_6$ | 70 | GND | 22 | ADD DSB'* |
| 32 | $A_{15}$ | 43 | $DI_7$ | 36 | $DO_0$ | 23 | DO DSB'* |
| 16 а) | $A_{16}$ | 4 в) | $VI_0'$* | 35 | $DO_1$ | 67 г) | PHANTOM'* |
| 17 | $A_{17}$ | 5 | $VI_1'$* | 88 | $DO_2$ | 99 | POC' |
| 15 | $A_{18}$ | 6 | $VI_2'$* | 89 | $DO_3$ | 98 | ERROR'* |
| 59 | $A_{19}$ | 7 | $VI_3'$* | 38 | $DO_4$ | 2 | +16 В |
| 61 | $A_{20}$ | 8 | $VI_4'$* | 39 | $DO_5$ | 52 | −16 В |
| 62 | $A_{21}$ | 9 | $VI_5'$* | 40 | $DO_6$ | | |
| 63 | $A_{22}$ | 10 | $VI_6'$* | 90 | $DO_7$ | | |
| 64 | $A_{23}$ | 11 | $VI_7'$* | 76 | pSYNC | | |
| | | 55 | $DMA_0'$* | 77 | pWR' | | |

**Примечания:** звездочка обозначает открытые коллекторные линии и повышенное допустимое напряжение. а) $A_{16}$ по $A_{23}$ не обязательны. б) Линии вывода данных $DO_0$—$DO_7$ используются для (а) вывода данных и (б) 16-битовых В/В-передач, если это установлено запросом SXTRQ и ответом SIXTN. в) Восемь линий векторного прерывания. г) Линия разрешения со следящей связью, коллектор открыт.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



заземляющих линий и четыре линии питания распределяют нестабилизированное постоянное напряжение между отдельными платами, каждая из которых должна иметь собственные стабилизаторы для получения нужных стабилизированных напряжений (обычно это +5 и ±12 В). Шина имеет 16 адресных линий ($A_0$—$A_{15}$) и предусматривает возможность увеличения их числа до 24. Два 8-битовых комплекта линий данных используются один для записи ($DO_{0-7}$) и один для считывания ($DI_{0-7}$); кроме того, предусматривается возможность их совместного использования в качестве 16-битовой двунаправленной шины данных. Комплект линий состояния, названия которых помечены строчным s (например, sMEMR), служит для указания природы совершаемых

Рис. 11.27. Генерация импульса MWRITE для шины S100.

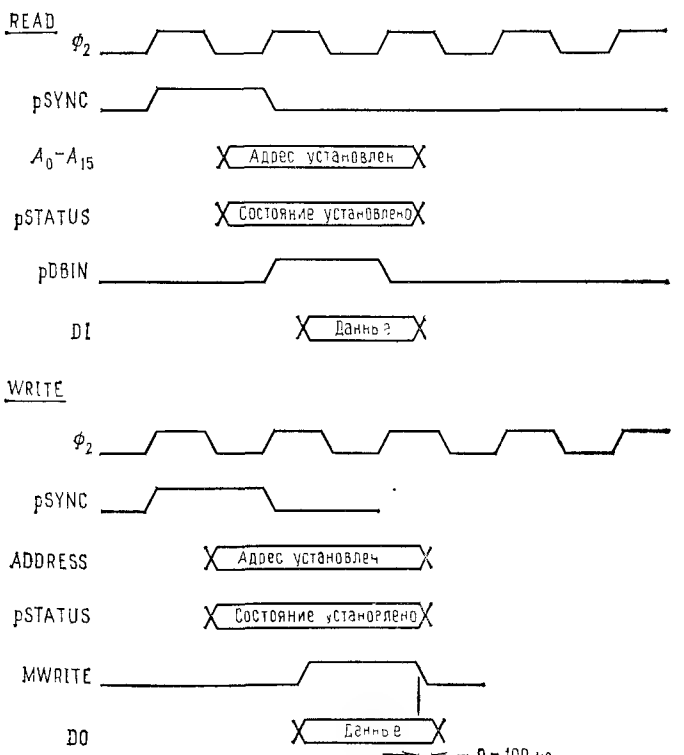



Рис. 11.28. Идеальная синхронизация для шины S100: READ и WRITE.

процессором действий. Названия стробирующих импульсов, которые генерирует ЦП, помечены строчным p (например, pDBIN, «data bus in», т. е. «ввод с шины данных»). Исключением является импульс MWRITE,

который может генерироваться где-либо в системе при помощи логического NOR, примененного к pWR′ и sOUT (см. рис. 11.27).

Два синхронизирующих сигнала ЦП также могут быть сняты с шины. Это тактовый сигнал (T-state), названный $\Phi_2$, обычно имеющий частоту 2 или 4 МГц, и синхроимпульс машинных циклов (M — cycle), названный pSYNC. Существует еще дополнительная линия синхроимпульсов с частотой 2 МГц, которую можно использовать для синхронизации; эта линия может не иметь отношения к синхронизирующим сигналам ЦП. На рис. 11.28 в связанном с тактовым сигналом $\Phi_2$ относительном масштабе времени показаны требования стандарта S100 к синхронизации для операций считывания и записи.

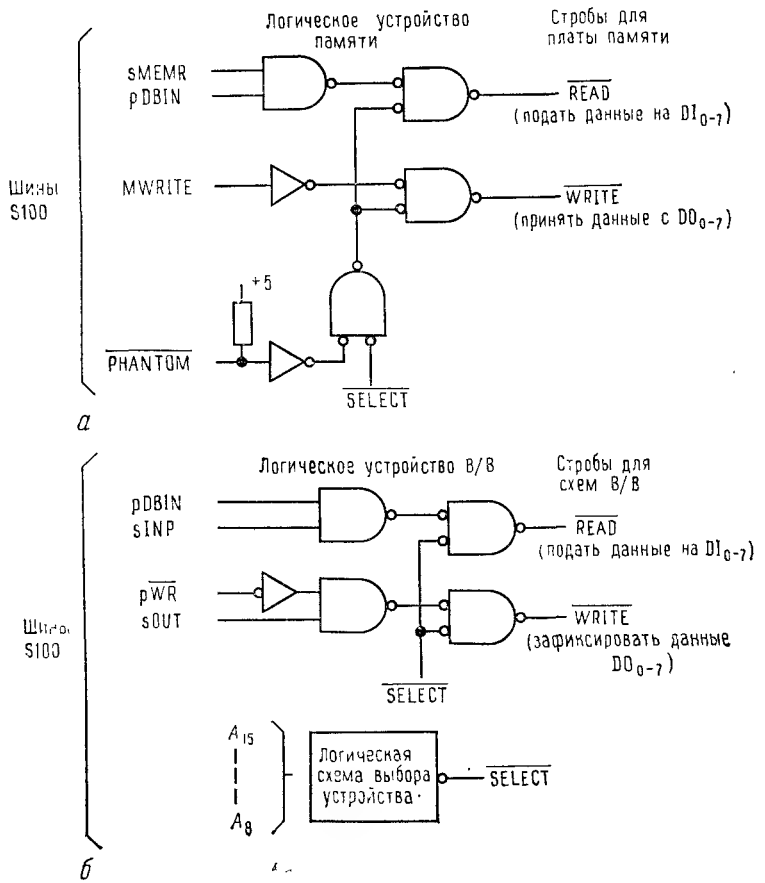



Рис. 11.29. Использование шины S100.
*а* — логическое устройство памяти; *б* — логическое устройство ввода/вывода.

***Пример.*** На рис. 11.29 показано, как использовать сигналы шины S100 для считывания и записи данных. Во время выполнения процессором операции считывания периферийное устройство подает, отпирая свои буфера с тремя состояниями, данные на линии $DI_{0-7}$ и принимает данные с линий $DO_{0-7}$, когда ЦП осуществляет запись. При дешифрации поступающего по линиям $A_{0-15}$ адреса выбранного устройства оно генерирует сигнал SELECT. Сигнал PHANTOM процессор устанавливает, чтобы задержать нормальный обмен данными с памятью; этот сигнал используется, например, чтобы подключить программу от энергонезависимого следящего ПЗУ. Мы видим, что программируемый ввод/вывод на шине S100 выполняется очень просто.



***Другие шины.*** Шина S100 — это любительская шина, хотя стандартизация ИИЭР и расширила сферу ее приложений. Кроме S100 существует еще несколько стандартов на шины, которые обычно используются для промышленных разработок. В основном они предназначены скорее для специализированных устройств, основанных на применении микропроцессоров, чем для систем микро-ЭВМ общего назначения.

**Intel Multibus.** Фирма Intel обнародовала стандарт для шин, известный как Multibus, который в настоящее время проходит стандартизацию в ИИЭР. Это — шина общего назначения, которую можно использовать с любым микропроцессором. Ее разъемы имеют по 86 выводов (сдвоенные разъемы по 43 вывода на торцах плат) с шагом 0,156 дюйма (4 мм) при размере плат 6,75×12 дюймов [1]. Ряд изготовителей уже предлагают совместимые платы ЦП, памяти и устройств ввода/вывода. Шина имеет 20 адресных линий (1 Мбайт) и удобна для мультипрограммирования. Платы для этой шины обычно дороже, чем выполняющие те же функции платы для шины S100.

**Шина STD.** Эту шину предложили фирмы Pro — Log и Mostek, и она тоже проходит стандартизацию в ИИЭР. Ее отличительная особенность — малые размеры: платы с размерами 4,5×6 дюймов вставляются в розетки разъемов с 72 выводами (сдвоенные разъемы по 36 выводов) при шаге между контактами 0,1 дюйма [2]. Многие изготовители уже предложили совместимые платы.

## 11.13. Другие микропроцессоры

Подобно любому дарвиновскому процессу, эволюция микропроцессоров происходит в нескольких расходящихся направлениях. В результате борьбы за существование некоторые из менее приспособленных видов стали вымирающими. В качестве примера различных путей эволюции можно привести разделение процессоров на имеющие специальные команды ввода/вывода и на те, которые требуют «организованного как память ввода/вывода», при котором регистры периферийных устройств выглядят просто как отдельные ячейки памяти. Далее существует разделение, созданное машинами, которые для боль-

[1] Соответственно 171×304 мм.— *Прим. перев.*
[2] Соответственно 114, 152 и 2,54 мм.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

шинства арифметических операций используют память вместо регистров. Еще один выбор связан с использованием имеющегося расположения выводов: некоторые ЦП могут использовать одни и те же выводы для разных целей, чтобы обеспечить бóльшую гибкость в пределах ограничений, налагаемых корпусом с 40 выводами. Затем возникает вопрос о длине слова (4, 8 или 16 бит), об организации стеков и об удобстве системы команд. Каждый микропроцессор имеет свой собственный язык ассемблер, что является еще одним камнем преткновения для начинающего. Помимо обычной технологии $n$-МОП для изготовления некоторых микропроцессоров применяются другие типы технологии (например, логические схемы с двойной инжекцией, ЭСЛ, $p$-МОП и КМОП), что позволяет оптимизировать быстродействие, плотность упаковки или вычислительную мощность.

Среди микропроцессоров, предназначенных для специализированных приложений, могут существовать еще более резкие различия. Существуют «одночиповые» процессоры, имеющие на своем кристалле ЗУПВ, ПЗУ и даже аналого-цифровые преобразователи (например, процессор 8022, который мы упоминали в разд. 8.27). На другом полюсе находятся мощные 16-битовые ЦП вроде Z8000 и MC68000, которые перекрывают вычислительные возможности мини-ЭВМ, но для полного проявления своих улучшенных качеств нуждаются в расширенном аппаратурном и программном обеспечении. Существуют даже изготовленные на одном чипе микропроцессоры с поразительной длиной слова в 32 бит.

Во всех примерах этой главы мы использовали микропроцессор 8085, и нам не хотелось бы оставить у читателя впечатление, что другие процессоры менее пригодны для использования. Перечисленные в табл. 11.9 микропроцессоры представляют собой небольшую выборку из числа наиболее популярных на сегодняшний день. При составлении этой таблицы мы не задавались целью провести исчерпывающее перечисление всех существующих микропроцессоров.

## 11.14. Платы программирования, системы и эмуляторы

Каким образом вы собираетесь осуществить составление, трансляцию, отладку и загрузку в ПЗУ той программы, которая нужна для сконструированного вами прибора? Вот главная проблема, в особенности для новичка, в работе с микропроцессорами. Для ее решения существует несколько методов, связанных с использованием различных устройств, начиная от простых плат программирования до детально развитых систем разработки и эмуляторов языков высокого уровня, имеющих терминалы и память на дисках. В этом разделе мы попытаемся описать, какое оборудование имеется в наличии и как оно может быть использовано при конструировании оборудования с микропроцессорами.

***Платы программирования.*** Один из простейших способов начать дело — это купить плату программирования для процессора, ко-

*Таблица 11.9*

**Типичные микропроцессорные ЦП**

| | Длина слова данных, биты | Назначения | Регистры общего назначения | Регистры-указатели | Сложение регистр — регистр, мкс | Частота синхронизации, МГц | Адресуемое пространство памяти | DMA? | READY? | Аппаратное умножение |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Традиционные 8-битовые общего назначения** | | | | | | | | | | |
| * 8080 | 8 | 1 | 6 | (1) | 2,0 | 2 | 64K | У | У | — |
| * 6800 | 8 | 2 | 0 | 1 | 1,0 | 2 | 64K | У | — | — |
| 2650B | 8 | 0 | 7 | (7) | 1,5 | 2 | 32K | У | | — |
| 8060 | 8 | 1 | 3 | 4 | 7,0 | 4 | 64K | У | | — |
| * 6502 | 8 | 1 | 0 | 2 | 1,0 | 2 | 64K | — | У | — |
| F8 | 8 | 1 | 65 | 2 | 2,0 | 2 | 64K | — | — | — |
| 1802 | 8 | 1 | 16 | (16) | 1,3 | 6,4 | 64K | У | — | — |
| **Современные 8-битовые общего назначения** | | | | | | | | | | |
| 8070 | 8 | 3 | 3 | 4 | 7 | 4 | 64K | У | У | У |
| * 8085 | 8 | 1 | 7 | 1 | 0,8 | 5 | 64K | У | У | — |
| 6802 | 8 | 2 | 0 | 1 | 1,0 | 2 | 64K | У | У | — |
| * Z80 | 8 | 1 | 14 | 2 | 1,0 | 4 | 64K | У | У | — |
| * 6809 | 8 | 2 | 4 | 4 | 1,0 | 2 | 64K | У | У | У |
| 9980 | 16 | 16 | (16) | 15 | 8,8 | 2 | 64K | У | — | У |
| 8088 | 16 | 8 | 14 | 2 | 0,3 | 5 | 1024K | У | У | У |
| 16008 | 16 | (8) | 8 | 3 | — | — | 64K | У | | У |
| NSC800 | 8 | 1 | 14 | 2 | 1,0 | 4 | 64K | У | У | — |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

*Продолжение*

| | | Длина слова данных биты | Накопители | Регистры общего назначения | Регистры-указатели | Сложение регистр — регистр мкс | Частота синхронизации, МГц | Адресуемое пространство памяти | DMA? | READY? | Аппаратное умножение |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Традиционные 16-битовые** | | | | | | | | | | | |
| 9900 | ЦП мини-ЭВМ TI | 16 | 16 | (16) | 15 | 4,7 | 3 | 64K | V | | V |
| mN601 | Data General micro-NOVA | 16 | (4) | 4 | (2) | 2,4 | 8,3 | 32K | V | — | V |
| 9440 | Fairchild, система NOVA | 16 | (4) | 4 | (2) | 1,5 | 10 | 32K | V | | V |
| LSI-11 | система chip DEC | 16 | (6) | 6 | (6) | 7,0 | 2,9 | 64K | V | V | V |
| **Усовершенствованные 16-битовые ЦП** | | | | | | | | | | | |
| CP9008 | выполняет р-код PASCAL | 16 | | Стеки | | — | 3 | 64K | V | — | V |
| * 8086 | Intel (слова до 48 бит) | 16 | 8 | 14 | 2 | 0,3 | 5 | 1024K | V | | V |
| * 68000 | Motorola (слова до 80 бит) | 16 | 8 | 8 | 16 | 0,5 | 8 | 16384K | V | | V |
| Z8001 | Zilog (слова до 64 бит) | 16 | (16) | 16 | (16) | 1,0 | 4 | 8192K | V | | V |
| 16000 | National | 16 | (8) | 8 | 3 | — | — | 16384K | V | | V |

Примечание: звездочка указывает что микропроцессор исторически важен или специально рекомендуется. Скобки означают использование регистра разными способами, но не дополнительные регистры



торый вы используете. Их всегда можно получить у изготовителя, а часто и у других поставщиков. Например, для микропроцессора 8085 Intel изготовляет набор SDK-85, а MOS Technology делает KIM-1 для микропроцессора 6502. Платы программирования для 6502 предлагают также Synertek и Rockwell (AIM-65). Эти платы имеют небольшое клавишное устройство, шестнадцатеричный дисплей, ЗУПВ, ПЗУ, параллельные порты В/В и пространство для макетирования, куда можно добавлять выбранные вами схемы специального назначения. Часто

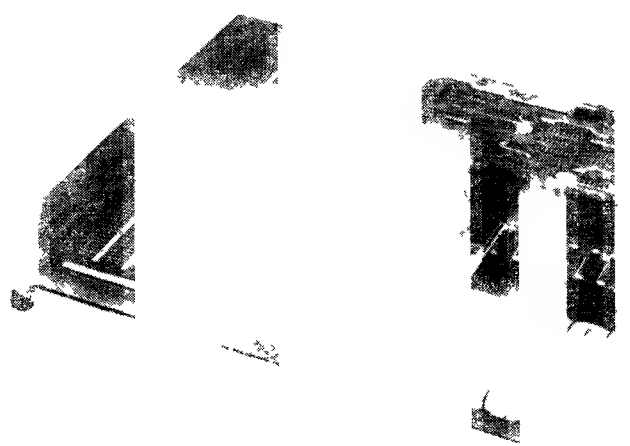


Рис. 11.30 Плата программирования SDK-85 для ЦП 8085. (С разрешения Intel Corporation.)

эти панели имеют также устройства последовательного ввода/вывода для соединения с терминалом или с недорогим кассетным блоком магнитной ленты для хранения программ. В ПЗУ, которое вы получаете вместе с платой, уже записаны программы, позволяющие вводить в ЗУПВ программы с клавишного устройства, выводить на дисплей содержимое ячеек ЗУПВ и регистров и выполнять программы, которые вы введете в ЗУПВ. На рис. 11.30 показана плата программирования SDK-85 для микропроцессора 8085.

Плата программирования дает хорошую возможность изучить основы работы с микропроцессором. Это, кроме того, наименее дорогой способ ее начать. При использовании большинства плат программирования вы будете вынуждены вручную транслировать написанные вами программы, поскольку такие платы могут иметь лишь самые элементарные заменители ассемблера. При помощи плат программирования действительно можно разработать законченную программу, занести ее в ЗУПВ и испытать совместно с прибором, который вы

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

конструируете; однако программирование («прожигание») ЭППЗУ (ведь для использования в окончательном варианте специализированного оборудования, вероятно, понадобится именно этот тип памяти) может составить проблему, поскольку платы программирования не предоставляют никакой возможности для этой операции. «Прожигатель» ПЗУ можно взять напрокат, но желательно его приобрести или построить самому, если предполагается продолжать такое направление работы. Кроме того, вам, естественно, понадобится на плате программирования схема ввода/вывода, аналогичная использованной в специализированном устройстве.

При практической работе законченное программное обеспечение редко создается таким способом. Процесс ручной трансляции и ввода программ в память оказывается для этого слишком медленным и утомительным; но использование систем разработки в громадной степени ускорило и облегчило этот процесс.

***Системы разработки.*** Гораздо лучшим способом разработки программ для использования в специализированных приложениях оказывается применение хорошей системы разработки. Это настоящая система микро-ЭВМ, укомплектованная алфавитно-цифровым экраном, дисками и большой памятью. Она имеет программное обеспечение для редакции текстов и программ, трансляции и отладки. Такие системы обычно позволяют также производить вычисления с использованием языков высокого уровня, таких, как Фортран и Бейсик. Системы разработки поставляются производителями микропроцессоров так же, как и некоторыми другими компаниями, например Tektronix и Future Data.

При помощи системы разработки можно написать программу на языке ассемблера, транслировать ее, затем «прожечь» ПЗУ, чтобы испытать программу в реальном устройстве, которое вы конструируете. Однако на практике это может оказаться довольно неудобным, потому что много времени будет уходить на стирание и повторное программирование ПЗУ. Кроме того, такая система не предоставляет легких способов для выяснения причин возможных неполадок.

Более удобным способом проверки транслированной программы является «эмуляция ПЗУ». При этом способе вы подключаете к разрабатываемой системе дополнительную плату и кабель с вилкой, соответствующей распайке корпуса ИМС с 24 выводами. Через этот разъем система разработки с помощью специальных программ имитирует или «эмулирует» ПЗУ с записанной в нем оконченной программой. Таким способом легко проверить работу этой программы в реальной схеме, минуя процедуру стирания и «прожигания» чипов ПЗУ. Легко также делать в программе изменения и ретранслировать ее, что может понадобиться, например, при поиске ошибок. Возможно даже добавление пробных точек и остановок для облегчения диагностики возникающих проблем. Когда все работает наилучшим образом, можно «прожечь» ПЗУ и провести окончательную проверку. Достоинством метода эмуляции ПЗУ является его универсальность и независимость от типа

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



процессора. При переходе к другому процессору вам не приходится покупать новую аппаратуру. С другой стороны, этот метод не такой мощный, как метод «эмуляции в схеме», к обсуждению которого мы теперь переходим.

Метод «эмуляции в схеме» — это мощный метод проверки работы микропроцессорных программ в окончательном схемном окружении. Для эмуляции в схеме нужна еще одна плата, которая, будучи подключенной к разрабатываемой системе, эмулирует на этот раз *микропроцессор* в специализированной схеме через кабель с вилкой, соответствующей ИМС с 40 (или сколько нужно) выводами. Система разработки при этом эмулирует работу микропроцессора в специализированной схеме, включая сюда возможность наблюдения за происходящим в отдельных регистрах и т. д. Это представляет собой самый мощный из способов отладки внутри схемы. Поскольку, однако, каждый тип микропроцессора нуждается для эмулирования в специальной плате, такой метод может оказаться дорогим.

Выпускаемые изготовителями микропроцессоров системы разработки обычно обеспечивают возможность развития лишь соответствующих семейств микропроцессоров. Тем не менее нет никаких причин для того, чтобы система разработки не могла включать «кросс-ассемблер», который генерирует программы для любого микропроцессора.

При этом выход кросс-ассемблера в объектном коде можно использовать для «прожигания» ПЗУ или в режиме эмуляции ПЗУ. Вместе с тем этот метод требует специальной аппаратуры для внутрисхемной эмуляции и часто связан с длительными задержками при усовершенствовании систем разработки.

Системы разработки, поставляемые компаниями, которые не являются специально изготовителями электронных компонентов, обычно обеспечивают возможность разработки программ для нескольких распространенных типов микропроцессоров.

Только что описанный способ проверки предполагает, что, как минимум, оборудование ЦП и памяти работает исправно. Если же неисправности возникают и на этом базовом уровне, для их отыскания требуется привлекать дополнительные методы. Системы разработки обычно предусматривают возможность контроля работы логических схем.

Как правило, указанные дополнительные приспособления позволяют следить за состояниями 24 линий (адресных и данных) шины для 1000 последовательных состояний. Устройства памяти позволяют при этом проверять в обратном времени состояния, предшествовавшие данному.

Наконец, следует указать на то, что прослеживание состояния аппаратуры программным образом является удобным способом поиска ее неисправностей и определения их возможных причин. Эмуляция ПЗУ легко позволяет делать изменения, например добавлять контрольные точки, позволяющие найти ошибки в программе.

# Глава 12

# КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Прежде чем приступить к испытанию готового изделия после завершения разработки схемы, необходимо решить еще несколько вопросов: будет ли прибор иметь настольное оформление, размещаться в стойке с выдвижными каркасами или же устанавливаться в какой-либо другой тип шкафа? Будет ли схема монтироваться на плате пайкой проводов от точки к точке или соединениями накруткой или же это будет печатная плата? Как будет осуществляться подсоединение к этой плате: через колодку для распайки, плоскими ленточными жгутами или с помощью печатного разъема? Будут ли отдельные смонтированные платы помещаться в блок-каркас для плат, устанавливаться на сборочной «материнской» плате или еще куда-нибудь? Будут ли они встраиваться в печатную схему на «материнской» плате или они будут вручную подсоединяться к задней панели? Какие приспособления будут на самой схемной плате, а какие на передней (или задней) панели?

Решение подобных вопросов важно при оформлении внешнего вида изделия, а также для его надежности и удобства в работе, но мало влияет на стоимость и простоту разработки и испытаний. В этой главе мы приведем некоторые сведения и дадим советы для решения этих вопросов, которые возникают на той стадии работы, когда схема уже проверена экспериментально. Начнем с конструкции схемы как таковой, ее внутренних и внешних соединений и выбора корпуса.

Так как в этой главе не рассматриваются вопросы, связанные с разработкой самой схемы, главу можно лишь просмотреть.

## МЕТОД ПРОТОТИПОВ

### 12.01. Макетные платы («самолеты»)

Это необычное название говорит о том, что оно возникло от прежней практики создания радиоприемников из прекрасных лакированных деревянных досок на лампах, катушках, конденсаторах и т. д., где все соединительные провода выводились на верхнюю сторону панели. Позже делали приемники, более совершенные и элегантные (для использования в гостиных «дамами в кринолинах»). В них отверстия располагались вблизи каждого узла, и таким образом проводку можно было спрятать под ближайшую панель. Практика испытания



схем с помощью построения макетов в виде панелей с тех пор называется конструированием по «самолету».

Деревянные «самолеты» больше не используются (за исключением кухни [1]). Для монтажа макетов электронных схем удобны пластиковые платы, в которых имеется ряд отверстий для ИМС или других компонентов и несколько рядов лепестков, в том числе для распределения напряжения питания. Комплекты таких плат поставляет фирма Super Strip, изготовляются они в АР, а более тщательно выполненные наборы плат с корпусами делаются E&L Instrument и Hewlett — Packard и многими другими фирмами. Они предназначаются для испытания схем, но не для построения постоянно действующих вариантов.

### 12.01. Прототипы платы печатной схемы (ПС)

Чтобы сконструировать один из видов схемы, рассчитанной на определенный срок службы, лучше всего, вероятно, использовать одну из многих карт — прототипов ПС, в которых уже имеются отверстия с контактами под ИМС и другие элементы.

Межсоединения этих элементов организуются таким образом: каждая контактная площадка для вывода ИМС и других элементов соединена на плате с двумя или тремя ближайшими свободными контактными площадками. Припаивая провода последовательно от одной контактной площадки к другой, вы производите необходимый монтаж схемы. На такой плате, кроме того, обычно имеется несколько дополнительных шин, которые подключаются к источникам питания и земле.

Такие платы выпускаются фирмами Douglas Electronics, Atronics, Vector, Triad и др. Они имеют печатный разъем с контактами-ламелями по краю — в виде медных полосок с позолоченными краями с фиксатором для установки ПС в гнездо разъема.

Конфигурации разъемов в некоторой степени стандартизованы. Чаще других распространены платы с 22 контактами на каждой стороне с шагом 3,9 мм (бывают также и 3,2 и 2,5 мм). Разъем, соответствующий такой плате, называется двусторонним 44-контактным печатным разъемом. Платы-макеты могут быть различных размеров и вмещают от 12 до 36 и более ИМС. Несколько большей совместимостью с конструкциями компьютеров обладают платы, рассчитанные на 100 или более ИМС. Такие платы могут непосредственно использоваться в головном образце небольшой вычислительной машины. Некоторые из этих плат — с односторонней печатью, другие — с двусторонней, со сквозными отверстиями. Этот вопрос еще будет обсуждаться ниже в связи с обычно используемыми ПС. На рис. 12.1 приведена фотография небольшой платы-макета печатной схемы (Douglas Electronics 11-DE-3),

[1] Русскому жаргонному словечку плата — «самолет» соответствует английский вариант «breadboad» (разделочная хлебная доска).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

вставляемой в 44-контактное двустороннее гнездо и встраиваемой в рамку с направляющими (Elco 6022), поддерживающими платы ПС.

Для разработки прототипов ПС широко используется и другая форма экспериментальных плат — так называемые платы с перфорацией. Это тонкий лист из слоистого изоляционного материала с отверстиями, сделанными через равные промежутки (чаще всего ~5 мм)

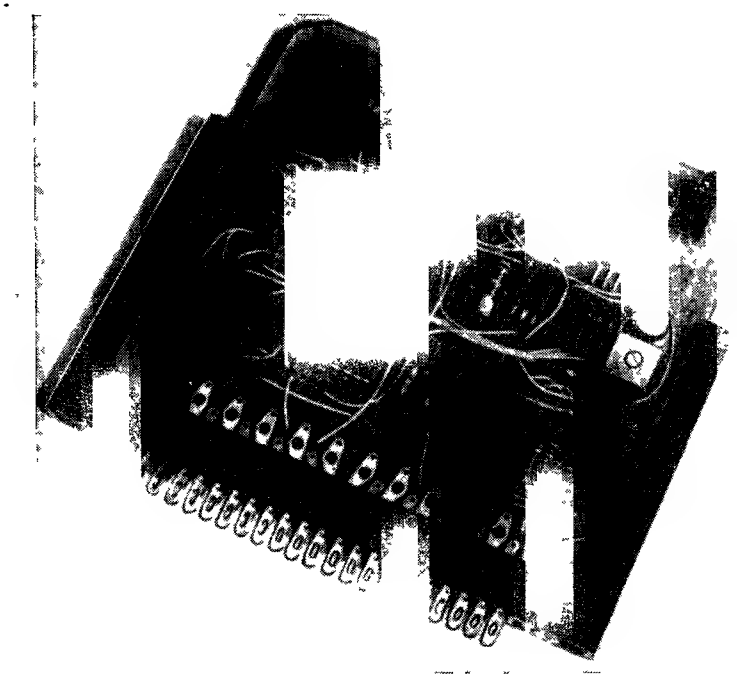


Рис. 12.1. Плата «самолет» для макетирования пайкой, широко используемая при монтаже небольших схем, особенно содержащих как дискретные элементы, так и ИМС

Такая плата приспособлена для монтажа 12ИМС в двухрядных (DIP) корпусах. Она имеет шин разводки заземления и питания. Металлизированный печатный разъем стандартизован, поэтом плата может вставляться в общий каркас или в разъем с обоймой, как показано на рисунке данной схеме помимо транзистора и ИМС содержатся различные компоненты одно и многооб ротные подстроечные индуктивности, потенциометры, кварцевый резонатор, размещенные корпусе DIP ключи, миниатюрные реле и световой индикатор логических состояний.

под маленькие металлические штырьки. При разводке схемы вы вставляете дюжину маленьких штырьков, куда найдете нужным, укрепляете на них компоненты и по завершении монтажа припаиваете провода от штырька к штырьку. Платы с перфорацией очень хороши для работы, но они становятся неудобными в случаях плотного расположения ИМС, когда расстояние между штырьками получается меньше 2,5 мм. Пример платы с перфорацией приведен на рис. 12.2.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



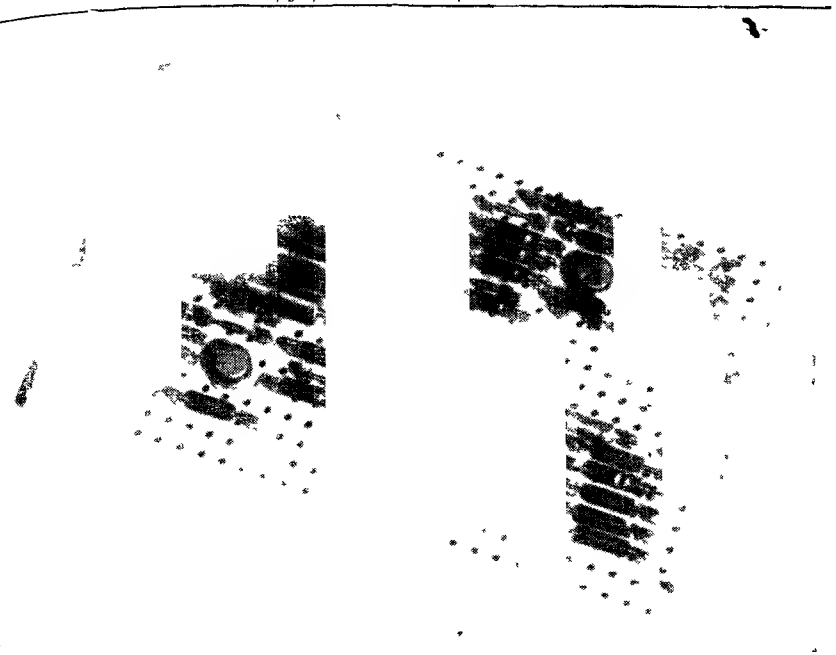


Рис 12.2. Плата типа перфокарты.

Удобна для построения макетов на дискретных компонентах, но для ИМС она не очень хороша. Штырьки плотно вставлены в отверстия (или развальцованы специальным инструментом), а разводка делается снизу

## 12.03. Платы под монтаж накруткой

Эти платы представляют собой схемные карты с цепочками гнезд (или контактных площадок) под ИМС со штырьками, соединенными с каждым из контактных гнезд и имеющими длину от 7,5 до 15 мм. Штырьки в поперечном сечении представляют собой обычно квадраты со стороной 0,625 мм и сделаны из твердого металла с острыми кромками, покрытого золотом или оловом. Провод не припаивается к этим штырькам, а плотно накручивается на них с помощью электрического пистолета для накрутки (существует недорогой вариант его, известный как «ручной инструмент для накрутки проволоки»). Накрутка — очень быстрый способ. Вы просто вставляете зачищенный конец провода в инструмент, устанавливаете инструмент на штырек — свистящий звук и работа готова. Для этих целей используется стандартная посеребренная медная проволока калибра 26 или 30 [1] с кайнаровой изоляцией. Существует специальный инструмент и для зачистки без зазубрин тонких проводов от изоляции. В процессе накрутки проволока плотно натягивается на острые углы, образуя несколько дюжин швов холодной сварки, непроницаемых для газов. В результате соединение

[1] Сечением приблизительно 0,25—0,35 мм.— *Прим. ред.*

накруткой получается таким же надежным, как и соединение пайкой, причем делается оно очень легко и быстро. Для логических схем, содержащих немного дискретных компонентов, монтаж накруткой, вероятно, лучший способ монтажа при изготовлении одной или двух схем средней сложности. Так как панели с контактами накруткой вы-

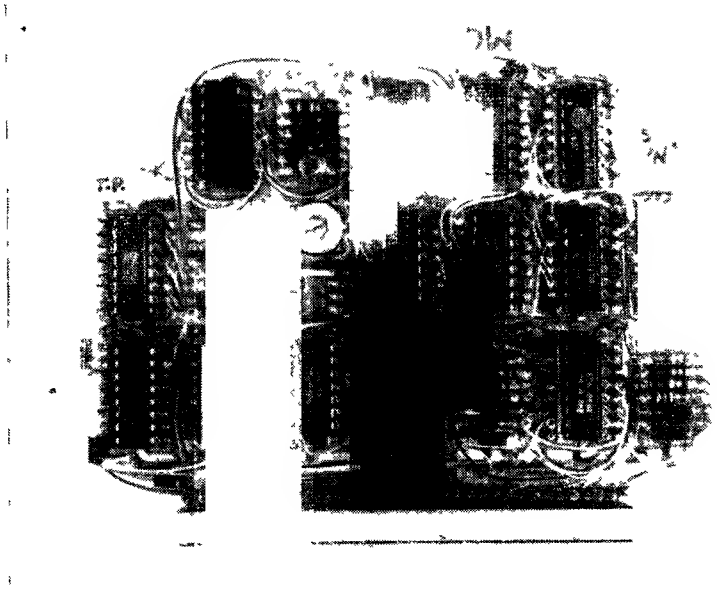


Рис 12 3 Платы с соединениями накруткой обеспечивают точный и быстрый монтаж, особенно они хороши для схем с цифровыми ИМС.

Эта плата сделана по образцу печатной схемы, штырьки для соединения накруткой вынесены на компонентную сторону в отличие от обычного расположения штырьков на нижней стороне Такая специфическая компоновка платы диктуется внутренними габаритами океанографического датчика давления, для которого она предназначена

пускаются в первую очередь для корпусов с ИМС, такой монтаж меньше подходит для схем с множеством резисторов, конденсаторов и других дискретных элементов. Для таких схем монтаж пайкой предпочтительнее.

Для установки на платы с накруткой дискретных компонентов используются специальные переходники, которые вставляются в гнезда ИМС, и затем производится накрутка проводов с использованием соединительных штырьков. Некоторые панели с накруткой имеют сверхлегкоплавкие контактные площадки (а не гнезда для ИМС), очень удобные для установки дискретных компонентов. Особенно приятный вид имеют платы с накруткой, в которых штырьки располагаются на той же стороне, что и компоненты (обычно штырьки выводятся на другую сторону). Хотя на этом типе плат плотность монтажа (т. е. число ИМС на единицу площади) меньше, они удобны для работы с дискретными компонентами, так как компоненты можно видеть в процессе накрутки. Кроме того, имеется возможность уменьшить промежутки между соседними платами, поскольку и компоненты, и штырьки располагаются на одной и той же стороне.

Рис. 12 4. Плата-прототип с контактами накруткой и печатная схема — ее преемник.

В печатной плате отсутствуют перекрестные помехи, и она гораздо проще для изготовления большими партиями Кроме того, в ней исключены ошибки при монтаже проводов

Этот тип плат без гнезд практически полностью подходит для конструирования и линейных, и цифровых схем. Пример такой платы приведен на рис. 12.3. На рис. 12.4 для сравнения показаны монтаж макета схемы на плате с накруткой и окончательный вариант печатной схемы, используемой в производстве. Печатные схемы удобнее в массовом производстве: у них превосходные электрические параметры и они не имеют такого запутанного вида, как панели с монтажом накруткой. О платах ПС мы будем говорить в следующем разделе.

## ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

### 12.04. Изготовление плат печатного монтажа

При серийном производстве любой электрической схемы лучше пользоваться печатным монтажом. Печатная плата представляет собой твердую пластину из непроводящего материала с тонкими медными линиями, являющимися схемными проводниками. Хотя ранние печатные схемы считались малонадежными (вспомните рекламу теле-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

визоров, высокие качества которых обеспечивались тем, что в них не использовались печатные схемы, а применялся навесной монтаж с ручной сборкой), технологические процессы создания материалов для ПС и производства законченных плат достигли такого уровня, что сейчас изготовление печатных схем практически не представляет проблемы. И действительно, платы ПС являют собой самую надежную технику монтажа. Печатные схемы, как правило, используются в компьютерах, в космической аппаратуре, в военной электронной технике, где, как известно, высокая надежность имеет особое значение.

***Разметка и прочерчивание линий соединений.*** Изготовление печатной схемы вы начинаете с нанесения рисунка (разводки) на майларовую пленку. На этой стадии работы существует тьма правил и хитрых уловок, но основное — это сообразить, как сделать все межсоединения, требуемые по схеме, с помощью линий, протянутых по панели. Двусторонние схемы практически универсальны (хотя простые схемы лучше располагать на одной стороне), так как в них число паяных проволочных перемычек можно свести к минимуму. Далее, в большинстве панелей отверстия металлизируются насквозь (фактически они являются чистыми проводниками с одной стороны панели на другую) Кроме того, благодаря легкоплавкому припою, обеспечивающему соединение с выводами компонентов, такие отверстия позволят избавиться от перемычек, так как всегда можно перейти на другую сторону панели, если линия соединений уперлась в тупик.

Майларовый образец (плакат) изготавливается путем наклеивания готовых шаблонов на чистую из полиэстера пленку с последующей прецизионной подгонкой, осуществляемой с помощью разграфленных листа майлара или стеклянной подложки. Существуют шаблоны для корпусов ИМС, транзисторов, разъемных контактов и т. п., а для межсоединений используется черная лента нужной ширины. После изготовления плакатов для каждой из сторон их фотографируют с уменьшением, чтобы получить негатив рабочего размера. При изготовлении двусторонних плат очень важно точно подогнать рисунок, чтобы гарантировать хорошую совместимость обеих сторон.

***Изготовление.*** Обе стороны платы ПС (обычно это пластина толщиной 1,56 мм из так называемого FR-4, огнеупорного стекловолокна, пропитанного эпоксидной смолой [1]) покрываются медью (стандарт — «две унции», т. е. слой меди толщиной 0,0675 мм). На первой стадии сверлятся отверстия либо по трафарету, либо на автоматическом сверлильном станке, настроенном точно по размерам плаката. Отверстия затем металлизируются насквозь путем комбинированного многослойного осаждения меди, благодаря чему создаются непрерывные проводящие соединения с одной стороны платы на другую. Далее твердый «резист» с обеих сторон платы закрывается экранами, оставляющими открытыми участки, где по схеме фольга должна остаться. Разумеется,

[1] Стеклотекстолит.— *Прим. ред*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



экраны получают, фотографируя плакаты (вместо этого можно было бы покрывать плату светочувствительным фоторезистом с последующей экспозицией светом, используя полноразмерный негатив, положенный сверху). Затем панель погружают в ванну с жидким металлом, причем металл покрытия (сплав олово/свинец) попадает на все участки, где фольга должна остаться, включая и внутреннюю поверхность отверстий.

Следующим этапом химически удаляется резист, т. е. незащищенные участки меди. Для этого плату обрабатывают составом, травящим медь, после чего остается требуемый рисунок из меди, покрытый оловом, с отверстиями, металлизированными насквозь. Здесь очень важно выполнить одну процедуру, называемую «переплавкой припоя». Она состоит в том, что плата нагревается до температуры плавления тонкого слоя металла покрытия, что уничтожает крошечные металлические волоски — «усики» (остающиеся после подрезающего действия травления). В противном случае эти волоски могут образовывать проводящие мостики [1]. «Переплавка припоя» кроме этого позволяет улучшить способность к пайке законченной панели. Платы, прошедшие «переплавку припоя», превосходны и с точки зрения «набивки» компонентами. На последнем этапе изготовления ламели разъемных печатных контактов покрываются золотом по методу электролитического осаждения. При промышленном изготовлении платы могут затем заполняться компонентами автоматически, причем с помощью пайки волной все соединения паяются за несколько секунд. Но можно паять и компоновать панели вручную.

Существует и более простой процесс изготовления плат, которым иногда пользуются, особенно в случае небольших или односторонних плат, когда не требуется сквозная металлизация отверстий. По этой методике плату первоначально покрывают фоторезистом, который подвергают воздействию света через негатив, на котором с точными размерами повторен желаемый рисунок. Негатив прозрачен в тех участках, где нужно, чтобы фольга не удалялась. Резист «проявляется», а затем не подверженные засветке участки растворяются и удаляются так же, как и в обычной фотографии. После этого на плате остается слой твердого резиста, покрывающего неудаляемую медь, и вы спокойно можете подвергать плату травлению. После травления удаляются излишки меди, а оставшийся резист вымывается растворителем, и на плате остается требуемый рисунок меди. На этом этапе лучше всего опустить плату в ванну с оловом, чтобы «безэлектродно» нанести на медь слой металла, не подвергающегося коррозии. Как и в других случаях, площадки разъемных контактов (ламелей) должны покрываться золотом. Последняя стадия процесса изготовления платы заключается в сверлении отверстий вручную в соответствии с рабочим рисунком (каждая контактная площадка имеет небольшое отверстие в центре, облегчающее сверление в законченной панели).

[1] Их часто можно увидеть только при значительном увеличении.— *Прим. ред.*

## 12.05. Проектирование плат с печатным монтажом

В процессе конструирования плат ПС, заполнения компонентами и, наконец, при использовании плат в приборе возникает несколько вопросов, требующих своего разрешения. В этом разделе мы коснемся наиболее важных из них.

***Чертеж платы ПС.*** От принципиальной схемы до получения законченной монтажной ПС проходит несколько стадий. Имея вначале только принципиальную схему, вы обычно разрабатываете пробный карандашный эскиз размещения компонентов и межсоединений. В конце концов получается карандашный рисунок, на котором все вместе: компоненты и межсоединения — располагаются в рабочем виде. На его основе вы изготавливаете плакат, на котором показаны точно выстроенные в ряды контактные площадки и полоски межсоединений. Для выводов ИМС и транзисторов, а также межсоединений и контактов разъемов используются заранее разрезанные шаблоны, так как они имеют стандартные местоположения и размеры. Карандашный эскиз и плакаты делаются в масштабе 2 : 1, что позволяет повысить точность (а также уменьшить усталость ваших глаз). Когда плакат завершен (а для двусторонних плат — два плаката), его фотографически уменьшают до рабочего размера негатива, с которого изготавливается по описанной выше методике пробная плата. Образец платы «заполняется» компонентами, подводится питание и отыскиваются ошибки. Это позволяет скорректировать разводку плакатов и изготовить окончательный вариант платы. В следующих подразделах даются дополнительные подробности и рекомендации.

***Предварительный эскиз.*** Первоначальный чертеж схемы расположения лучше делать карандашом на специальной бумаге для плакатов с нанесенной сеткой (2 лин./см) двумя цветами, чтобы различать верхнюю и нижнюю стороны платы (это касается, естественно, только двусторонних плат). Мы обычно пользуемся черным карандашом для вычерчивания линий на нижней стороне и красным или зеленым — для верхней стороны (компонентой). Очевидно, что вам придется делать множество подтирок, поэтому лучше пользоваться специальной веленевой разграфленной бумагой. Расстояние между линиями в 5 мм соответствует основному шагу 2,5 мм — принятому стандарту для расстояний между ножками ИМС, выводами транзисторов, контактами разъемов и т. д. Ваш рисунок должен соответствовать виду компонентной стороны (вид сверху), т. е. эскиз плаката фольги компонентной стороны должен смотреться как законченный плакат. Эскиз нижнего плаката должен быть таким, будто вы разглядываете его сквозь законченную плату с помощью рентгеновских лучей. Когда вы рисуете расположение компонентов, контуры их обозначайте карандашом третьего цвета. В процессе всей этой работы вы должны обладать свободой действий. Не тратьте время на вычерчивание по линейке: пользуйтесь линиями сетки при вычерчивании межсоединений и выводов ИМС и элементов схемы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Некоторые пробные эскизы лучше выполнять на отдельных листках разграфленной бумаги. Особенно это касается тех частей схемы, где предъявляются специальные требования к монтажу, например в случаях, когда длина линии и межъемкостные связи должны быть минимальны. Чтобы достичь лучшей расстановки элементов, можно сделать несколько эскизов. Эти эскизы должны содержать части схемы, включающие, скажем, два или три операционных усилителя или входной или выходной узел схемы. Эти блоки следует включить в полную монтажную схему, перенеся на большой лист специальной веленевой бумаги для плакатов с нанесенной сеткой и корректируя их по ходу дела. Не стесняйтесь делать подтирки!

***Размеры плаката и некоторые рекомендации.*** Старайтесь расположить все ИМС в одном направлении, лучше по прямой. Точно так же резисторы должны быть расположены ровными рядами, а не криво. Для сигнальных линий мы пользуемся черной лентой 1 мм, для шин питания линии шире (1,25 или 1,55) и очень широкие для земляных шин (2,5—5,0 мм или даже шире: общепринято для уширения земляной шины использовать многожильные ленты). Обязательно надо включать в схему множество шунтирующих конденсаторов емкостью 0,1 мкФ по одному на каждые две или четыре ИМС. Пытаясь справиться с запутанной сетью межсоединений, не забывайте, что элементы можно использовать как «перемычки» — они могут располагаться над линиями на плате.

Размеры и пространственное расположение: на плате ПС, имеющей рабочие размеры, мы советуем отверстия под пайку резисторов сверлить на расстоянии 10 мм (для 0,25 Вт), а расстояние между резисторами должно быть 2,5 или 3,75 мм (при расстоянии 3,75 мм вы можете провести проводник между соседними контактными площадками). Мы предпочитаем керамические конденсаторы типа СКО5 и СКО6 [1] с расстоянием между выводами, равным 5 мм; они также могут располагаться на расстоянии 2,5 мм от других конденсаторов или резисторов. Оставьте некоторое пространство вокруг ИМС для логических соединений: минимум 7,5 мм до контактных площадок соседней ИМС и минимум 3,75 мм до ближайших контактных площадок резистора или конденсатора. Между ленточными проводниками следует оставлять 1 мм, и все линии должны отстоять от края платы на расстояние не меньше чем 6,25 мм. Это пространство отводится на крепление ручки для установки платы, для направляющих, для креплений и т. д. Если нет особой необходимости, то избегайте прокладывать проводники в промежутках 2,5 мм между контактными площадками ИМС. Вы можете поместить 4 ленточных проводника (5, если сжать) между рядами контактных площадок плаката стандартного двухрядного корпуса ИМС (DIP) [2] (они разнесены на 7,5 мм).

[1] Их аналог — КМ-6. — *Прим. ред.*

[2] Корпуса 201, 238 и т. п. по ГОСТу 17467-72. — *Прим. ред.*

***Подсоединения к плате.*** Для большинства плат, вероятно, все внешние соединения лучше всего осуществить через печатные разъемы, непосредственно вставляемые в гнезда, у которых расположение контактов может варьироваться. Чаще используются разъемы с промежутками между контактными ламелями, равными 3,8, 3,125 и

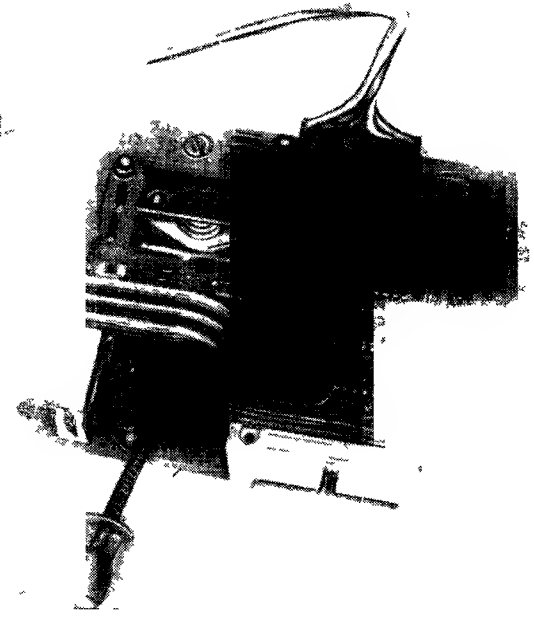


Рис. 12.5. Печатная плата цифрового магнитного регистратора, на которой осуществлено несколько видов внешних соединений.

Магнитная головка присоединена через одиорядный разъем (который соответствует ряду штырьков для накрутки), а другие цепи — с помощью многоконтактных разъемов и разъема с двухрядной вставкой DIP (впаивается на место ИМС) Щуп показан подсоединенным к выводу контрольной точки На примере этой платы можно видеть установку элемента с теплоотводом (слева вверху), индикатора логических состояний (справа вверху), миниатюрных однооборотных потенциометров и монтаж резисторов «в линию»

2,5 мм. Печатный разъем сбычно располагается с одного конца карты. Через него подаются напряжение питания и сигналы. Плата закрепляется механически, когда вставляется этим концом (более короткой частью) в гнездо.

Очень часто можно встретить шаблон печатного разъема и на другом конце карты, используемого для плоского ленточного жгута и служащего для подачи некоторых внешних сигналов на плату или передачи их на другую плату. Для снятия сигнала можно использовать плоский ленточный кабель, заканчивающийся во вставке DIP; такой кабель вставляется непосредственно в гнездо ИМС на плате. Эти кабели выпускаются различной длины, или же их можно сделать самим с помощью комплекта, в который входят плоский кабель, неприсоединенная вставка DIP и инструмент для навивки. Плоский кабель можно также подсоединять к плате через входную шину или многоконтактный разъем, в котором один или два ряда штырьков расположены через 2,5 мм.



Простые платы лучше всего соединять с помощью разъемов, в которых используются штампованные клеммы или печатные полоски с покрытием и винтовыми зажимами. Старайтесь не пользоваться одиночными большими контактными площадками для подсоединения внешних проводов к плате ПС.

На рис. 12.5 показаны варианты соединений ПС-плат.

***Дополнительные замечания.*** На платах со сквозной металлизацией некоторые отверстия используются для проведения земляной шины на противоположную сторону платы. Избегайте многократных переходов сквозь плату, поскольку соединения через сквозную металлизацию могут создавать помехи даже там, где элементы отсутствуют. На двусторонних платах ленточные проводники, как правило, ведите горизонтально по одной стороне и вертикально по другой.

Основные правила: делайте плавные закругления, а не прямоугольные повороты. Проводники, ведущие к контактным площадкам, должны идти прямо по направлению к центру контакта, а не под косым углом. Не монтируйте на плате тяжелые элементы (вес не должен превышать 60 г); предположите, что прибор будет периодически в течение работы сбрасываться с высоты ~2 м на твердую поверхность! На компонентной стороне указывайте полярность диодов и электролитических конденсаторов, а также номера ИМС и локализацию 1-го штырька (если есть место). Всегда удобно, когда обозначены контрольные точки, функции подстроечных элементов (например, «О РЕГ»), входы и выходы, функции световой индикации, если, конечно, позволяет место.

***Нанесение линий на майлар.*** Основной совет: пользуйтесь специальным столом с подсветкой, работая с майларовой пленкой с прецизионной сеткой. Не путайте майлар с дешевой пластиковой пленкой с нанесенной сеткой, которая не обладает ни точностью, ни стабильными размерами; кусок прецизионной пленки остановит вас, во всяком случае, ценой (около 20 долларов!) Положите майлар чистой стороной кверху и точно нанесите на него контактные площадки ИМС. Используйте карандашный эскиз в качестве руководства при разводке схемы. Тщательно вымойте руки, чтобы на майларе не оставить жирных пятен, или, если они возникли, воспользуйтесь спиртом для их удаления. Для разрезания лент и контуров пользуйтесь ножом с кривым лезвием и научитесь не делать сквозные порезы на майларе. После установки клейкой ленты крепко придавите ее, иначе она в конце концов начнет скручиваться. Обеспечьте хорошее перекрытие на участках, где проводник должен пройти через контактную площадку или через что-либо другое. В процессе разводки ленты дер-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

жите ее в свободном, а не натянутом состоянии, иначе лента будет отскакивать и тянуться назад от контакта. Используйте предварительно нарезанные колена и кружки для увеличения ширины ленты (1,55 мм или шире), когда при проведении приходится делать крутые повороты. После того как нанесение линий на майлар закончено, оно сверяется со схемой, при этом красным карандашом отметьте каждое пройденное соединение на принципиальной схеме. Если все окажется в порядке, замазываются возможные щели на майларе черным фломастером.

Предварительно разрезанные шаблоны для ПС поставляют несколько фирм. В табл. 12.1 приведены некоторые рекомендуемые типы.

*Таблица 12.1*

**Некоторые шаблоны для проектирования НС [1]**

| | Bishop | Centron | Chartpak |
|---|---|---|---|
| Малые контактные площадки (3,25 мм ø) | D203 | P7180 | TPCC 628 |
| Стандартные контактные площадки (4,675 мм ø) | D104 | P7260 | TPCC 71 |
| Большие контактные площадки (6,25 мм ø) | D108 | P7400 | TPCC 76 |
| «Гигантские» контактные площадки (7,5 мм ø) | D111 | P7460 | TPCC 572 |
| 14-штырьковый DIP | 6402 | 2070 | TPCL 6402 |
| 16-штырьковый DIP | 6404 | 2071 | TPCL 6404 |
| 16-штырьковый DIP с внутренними зазорами | 6764 | | TPCL 6764 |
| Транзистор TO-5 | 6077 | 2015 | TPCL 6077 |
| Транзистор TO-18 | 6274 | 2001 | TPCL 6271 |
| Впаиваемый разъем с контактными площадками через 2,5 мм | 5004 | 1501 | TPGP 6185 |
| Печатный разъем с шагом между ламелями 2,5 мм | 6714 | 2079P | TPCP 6714 |
| Печатный разъем с шагом между ламелями 3,88 мм | 6722 | 2081P | TPCP 6722 |
| Черная лента 0,8 мм | 201-031-11 | CT100-031 | CP3101 |
| Черная лента 1,0 мм | 201-040-11 | CT100-040 | CP0401 |
| Черная лента 1,2 мм | 201-050-11 | CT100-050 | CP0501 |
| Черная лента 1,5 мм | 201-062-11 | CT100-062 | CP6201 |
| Черная лента 2,5 мм | 201-100-11 | CT100-100 | CP1001 |
| Черная лента 5,0 мм | 201-200-11 | CT100-200 | CP2001 |
| Универсальные уголки 1,65 мм | CU601 | UC812 | TPUC2482 |
| Универсальные уголки 2,5 мм | CU607 | UC820 | TPUC2485 |
| Универсальные уголки 5,0 мм | CU609 | UC830 | TPUC2489 |

[1]) Размеры переведены из дюймов в миллиметры приближенно. Например, лента 201—031 — это лента 0,031 дюйма. — *Прим. ред.*



Каталог Bishop Graphics (20450 Plummer Street, Chatsworth, CA 91311) содержит обширную информацию о проектировании и исполнении плат ПС.

## 12.06. Монтаж плат ПС

С получением законченной платы ваши заботы не кончаются. Перед вами встанут вопросы — например, как пользоваться разъемами для ИМС, как удалить флюс или подготовить выводы к монтажу и т. п. Предлагаем вам некоторые соображения по этому поводу.

***Гнезда.*** Имеется большой соблазн: для облегчения аварийного ремонта использовать гнезда для ИМС повсюду. Однако если вы будете невнимательны, то гнездо скорее может вызвать неисправность, чем предотвратить ее. Нужно учитывать устройство гнезда еще на стадии макета. Тогда при необходимости можно заменить ИМС, чтобы убедиться, что имеющееся нарушение работы вызвано неисправностью именно в конструкции гнезда, а не плохим компонентом. Гнезда могут использоваться и для дорогих ИМС (например, ЦАП, микропроцессоры или др.), ИМС, которые по желанию можно менять время от времени (например, программируемые ПЗУ), а также для ИМС, рано или поздно выходящих из строя (например, кристаллы, которые служат для восприятия входных или выдачи выходных сигналов, т. е. связанные с внешними цепями аппаратуры).

Проблема заключается в том, что плохо сконструированное гнездо по прошествии некоторого времени теряет надежность. Непаяные соединения должны иметь газонепроницаемую защитную оболочку, аналогичную возникающей при механическом действии удара металла о металл, причем герметизация в дальнейшем уже не должна разрушаться. Например, теряют надежность печатные разъемы ПС, бывшие в употреблении. Чтобы этого избежать, контакты стали делать расщепленными (два или более независимых пружинящих контакта для каждой ламели), поверхности гнезда и ламелей покрывают золотом, а механическую конструкцию улучшают с точки зрения надежности контакта при ударах и после них. Можно ожидать, что негерметизированные соединения через некоторое время, возможно через год, а то и меньше, выйдут из строя. Иногда допускается небрежность, например компонент вставляется в плату ПС, а припаять забывают. Такие соединения обладают раздражающим свойством, а именно: вначале контакт очень хороший, а спустя месяцы или даже годы он становится прерывающимся из-за коррозии. Могут возникнуть проблемы и со вставленными в гнезда тяжелыми ИМС (24 штырька и более). Их можно вытащить только после нескольких покачиваний и толчков.

Мы считаем, что гнездо для ИМС с коническими штырьками (предлагаемое Augat серий 5 *xx*-AG) обладает хорошими показателями надежности, но оно дороже по сравнению с другими типами гнезд.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

***Пайка и очистка от флюса.*** Обычная процедура монтажа заключается в том, что несколько компонентов вставляют, затем опрокидывают плату и загибают выводы с другой стороны, чтобы удержать компоненты в этом положении. После этого производят пайку, пользуясь термостатированным паяльником с тонким слоем припоя. Интегральные схемы легко вставляются с помощью специального инструмента для их установки (очень рекомендуем), а для загибания выводов резисторов и других элементов также имеется приспособление, использование которого предотвращает образование задиров, «выстругиваемых» во время установки элементов. После пайки лишние кусочки выводов должны обрезаться кусачками или ножницами.

Теперь приступаем к очень важному этапу: паяльная жидкость (флюс) должна быть удалена с поверхности платы. Если этого не сделать, плата через несколько лет примет ужасный вид, если, конечно, вы специально не позаботитесь о ее защите.

Не забывайте основные законы: 1) удалить флюс; 2) сделать это сразу же. После установки всех элементов это будет много сложнее; 3) используйте обычные растворители, такие, как фреон, спирт, или некоторые другие органические растворители, рекомендуемые для этих целей. Небольшая щетка поможет вам выбить прилепившиеся шарики флюса.

### 12.07. Несколько дополнительных соображений по поводу плат ПС

Из-за образования окисной пленки платы с печатным монтажом со временем становится труднее паять. Поэтому монтировать их лучше сразу после изготовления. В противном случае вы должны хранить незаполненную плату в пластиковом мешочке подальше от коррозирующих испарений. Хорошие платы получаются на основе материала типа FR-4 толщиной 1,6 мм (иногда подходит «эпоксидное стекловолокно») с покрытием ~0,05 г/см² меди. Помните, что печатная схема в основном смонтирована на куске проклеенного наполнителя; плата может поглощать влагу, что приводит к появлению электрических утечек. Другой патологией материала плат ПС являются «крючки», или «усики», изменение диэлектрических констант с частотой; вызываемое последним изменение паразитной емкости может стать очень существенным при построении, например, усилителя с плоской частотной характеристикой. Изготовители осциллоскопов очень хорошо знают этот причудливый эффект.

Проводники печатной схемы, через которые проходит большой ток, должны быть шире, чтобы предотвратить перегрев и падение напряжения. Как грубое руководство приводим здесь таблицу приблизительной ширины (в мм) проводников платы ПС с покрытием 0,0675 мм, при которых температура повышается на 10—30°С для различных токов. Для фольги другой толщины ширина изменяется соответственно.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



| | 0,5 А | 1,0 А | 2,0 А | 5,0 А | 10,0 А | 20,0 А |
|---|---|---|---|---|---|---|
| На 10°С | 0,1 | 0,2 | 0,5 | 1,75 | 4,25 | 10,625 |
| На 30°С | 0,05 | 0,1 | 0,25 | 0,75 | 2,0 | 5,0 |

***Инструменты.*** Для начала назовем наиболее часто используемые в нашей практике инструменты и расположим их в порядке значимости:

Утконосы — Erem 11 d, Utica 321-4½ или 775-5½
Ножницы-кусачки — Erem 90E или 71AE
Паяльник — Weller WCTP-N, Ungar «Ungarmatic»
Припой — Ersin Multicore 22 ga, сплав Sn60
Приспособление для установки ИМС — Dipsert 880
Круглогубцы для загибания выводов — Production Devices PD801
Дозатор растворителя Menda 613
Приспособление для отсасывания припоя — Egsyn Soldapullt DSO 17

Очень много полезных приспособлений для сборки ПС указано в каталоге Contact East (7 Cypress Drive, Burlington, MA 01803) и в каталоге Marschall Claude Michael (9674 Telstar Avenue, EL Monte, CA 91731).

## КОНСТРУИРОВАНИЕ ПРИБОРОВ

### 12.08. Установка схемных плат в приборы

Схемные платы (будь то печатная схема, панель с монтажом «накруткой» или же электромонтажная карта) должны помещаться в соответствующий корпус и соединяться с источником питания, панелью управления, с разъемом или с другими электрическими схемами. В этом разделе рассматриваются некоторые распространенные способы компоновки приборов, обеспечивающих хорошую установку схем и их доступность для проверки и ремонта. Начнем со способа крепления самой схемной карты, а затем обсудим устройство корпусов, организацию управления на лицевой и задней панелях, монтаж источника питания и т. п.

***Установка печатной платы.*** В простом приборе может быть только одна схемная плата: либо печатная, либо с монтажом «накруткой», либо же просто макетная плата. В этом случае по углам ее просверливаются отверстия и плата крепится винтами (с упорными втулками) на плоской поверхности компонентной стороной вверх. Соединения могут осуществляться через гнездо печатного разъема (если сама плата имеет ламели с покрытием) с помощью плоского кабеля с разъемом на конце, соответствующим вставке на плате, или с помощью отдельных паяных соединений с развальцованными лепестками. При любом типе разъема плата достаточно прочно будет удерживать этот

разъем, и внешние крепления для него, как правило, не нужны. Независимо от способа соединения следует предусматривать такую организацию проводки, при которой плату можно было бы приподнять и наклонить так, чтобы стала доступной для переделок и ремонта ее нижняя сторона.

Если в системе несколько схемных плат, то лучше всего вставить их в какого-либо рода блок-каркасы для ПС в виде жестких комплектов с направляющими для каждой платы, по которым они вставляются и выравниваются по тыльной стороне так, что обеспечивается попадание печатных разъемов в гнезда. Ширина, пространственное расположение, количество плат, которые можно вместить в блок-каркас,— в этом нет никаких особых ограничений. Больше всего подходят платы шириной 112,5 мм, имеющие 44-штырьковый двусторонний (22 штырька на каждой стороне) печатный разъем с шагом печатных ламелей, равным 3,9 мм. Промежутки между платами можно сделать равными 12,5 мм, если необходимо, но расстояние в 15 мм удобнее. Если пространственный фактор для промежутка между платами не играет особой роли, то расстояние в 18,75 мм предоставляет тот запас, который нужен для схем с соединениями накруткой или с громоздкими компонентами. Лучше просмотреть несколько каталогов и подобрать каркас из имеющихся в наличии. Вы можете приобрести варианты с пластиковыми направляющими для плат или просто сделать в металлических стенках углубления для их выравнивания. Имеются также различные ручки, монтируемые непосредственно на платах ПС, с помощью которых платы вынимаются из каркаса. Выпускаются и обоймы для печатных плат, по бокам которых установлены просто сплошные стенки (параллельно платам); в этих конструкциях процедура замены плат достаточно хорошо отработана.

Можно использовать и сменные кожухи, включающие в себя блок-каркас целиком, в которых предусмотрено место для установки источников питания, панелей управления и т. д.

***Монтаж задней стенки блок-каркасов.*** Гнезда «печатных» разъемов бывают либо с лепестками под пайку, либо со штырьками для монтажа «накруткой», либо же с небольшими штырьками для установки на плату ПС. В многих случаях разводку межплатных соединений лучше делать пайкой от точки к точке, используя лепестки разъемов. Чтобы работа была качественной, нужно объединить провода в несколько жгутов, прокладываемых по прямой вдоль блок-каркаса. Иногда предпочтение отдают соединениям «накруткой», особенно если между штырьками разъемов на задней стенке требуется много соединений, а количество проводов, идущих к другим точкам прибора, сравнительно мало и нет необходимости использовать при монтаже экранированные кабели.

Третьей возможностью является использование в качестве задней стенки «материнской» платы — печатной платы, на которой монтируются гнезда печатных разъемов. Материнские платы широко применяются в системах с передачей сигналов по шинам (почти всегда в компьютерах), и в любом случае не следует забывать о возможности их использования, если прибор предназначен для серийного производства. Двусторонние материнские платы обладают тем преимуществом, что дают возможность иметь земляную плоскость (пониженная индуктивность и связь сигнальных шин) или использовать обе стороны как



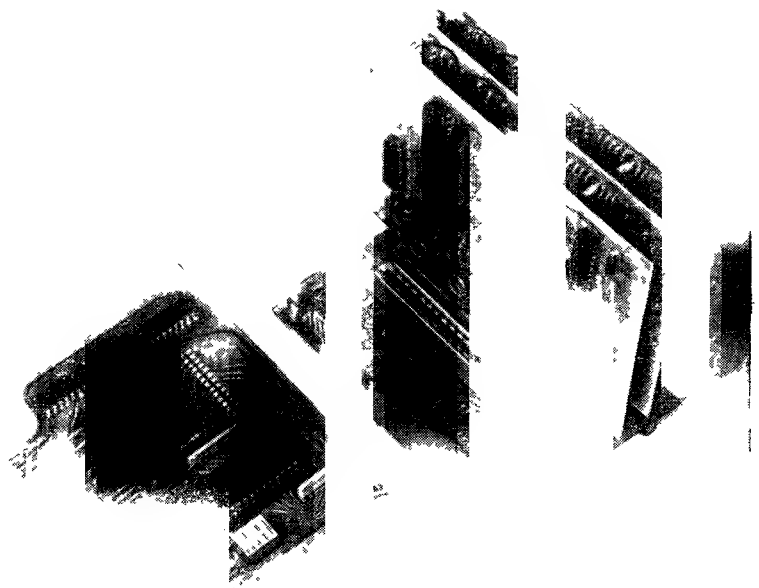


Рис 12 6 Использование материнской платы позволяет удобно осуществлять межплатные соединения.

Значительно уменьшается объем ручной работы и вероятность ошибок при монтаже, при этом обеспечивается высокое качество исполнения В больших системах материнская плата и ее разъемы должны, очевидно, жестко монтироваться сзади блок каркаса для плат

сигнальные, если межплатный монтаж достаточно сложен. В «шинных» системах монтаж между платами обычно упрощается благодаря наличию сквозных соединений между соответствующими «шинными» выводами на всех платах. Задние стенки в компьютерах иногда выполняются в виде материнских плат со сквозными выступающими штырьками для соединений «накруткой». Это очень удобно, особенно если вам нужна материнская плата, чтобы по ней провести все шины и подводку питания, а нешинные штырьки оставить свободными для монтажа требуемой схемы «накруткой». На рис. 12.6 изображена фотография простой материнской печатной платы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## 12.09. Оформление

В зависимости от назначения электронная аппаратура размещается в настольных корпусах (комплектуемых с резиновыми опорами и имеющих откидную лицевую панель на петлях) и в корпусах или панелях, вставляющихся в стандартную «релейную стойку» шириной 475 мм (блоки либо привинчиваются непосредственно к боковым стенкам стойки, идущим вертикально от пола, либо монтируются на шарикоподшипниках, скользящих по полозьям стойки для облегчения доступа). Модули приборов конструируются так, чтобы они могли вставляться в более крупные монтажные единицы — «субблок», «обойму» или «несущую раму» [1] (в последнем случае подключение к источнику питания обычно осуществляется сзади через стандартный разъем). Возможны и другие виды корпусов приборов, например такие, как передвижные (в том числе по вертикали) подставки — лафеты.

Как при настольном оформлении, так и при использовании напольных стоек имеется возможность разнообразить формы корпусов. Наиболее распространены корпуса шириной 425 мм различной высоты и глубины. При этом можно подобрать наиболее удобные размеры фланцев и полозьев монтажных стоек (в стойках шириной 475 мм расстояние между фланцами составляет примерно 437,5 мм). Таким образом, путем небольших изменений в механической конструкции прибора вы можете переделать корпус из монтируемого на стойках в настольный вариант или наоборот. Следует отметить, что для некоторых корпусов при переделке требуется удалять внешний кожух, для других можно оставить его без изменений.

Что касается модульных приборов, то NIM-субблоки распространены в ядерной и атомной измерительной аппаратуре, а крейт КАМАК используется для компьютерных интерфейсов. Несколько фирм ограничиваются выпуском модулей и субблоков, например Tektronix — серий TM500, Vector — серией пустых модулей EFP. В каждом типе оформления имеются пустые шасси в комплекте с задними разъемами, согласующимися с розетками источника постоянного тока материнского субблока.

## 12.10. Замечания по конструкции

Чем пытаться перечислять чрезвычайно многообразные выпускаемые корпуса по названиям или стилям, нам проще сделать некоторые общие замечания о конструкции приборов. Эти замечания вместе с рисунками этой главы помогут вам выбрать корпуса для электронной аппаратуры и заполнить их схемами наилучшим образом.

Обычно на переднюю панель выводятся индикаторы, измерительные и показывающие приборы и т. п., а также ручки управления и часто используемые разъемы. Редко используемые приспособления и

[1] Английские «bin», «cage» и «crate» соответственно ближе всего к отечественным терминам субблок, блок-каркас и рама (термин «крейт» проникает в отечественную литературу, например, крейт КАМАК).— *Прим. ред.*



разъемы, к которым не требуется частый доступ, обычно выносятся на заднюю панель, как и большие разъемы, соединительные провода, предохранители и т. п.

По-видимому, наиболее важно при размещении прибора помнить о необходимости обеспечения хорошего доступа к схемным платам и ручкам управления. Добивайтесь, чтобы вставлять компоненты в прибор можно было без больших усилий. Это значит, что нужно очень хорошо развести кабельные соединения, чтобы модульные блоки вытаскивались без применения паяльника. Кроме того, нужна точная планировка, чтобы можно было в процессе работы прибора проверять схемные платы. Например, если в блок-каркасе платы смонтированы вертикально, то для того чтобы добраться до платы, надо снять крышку

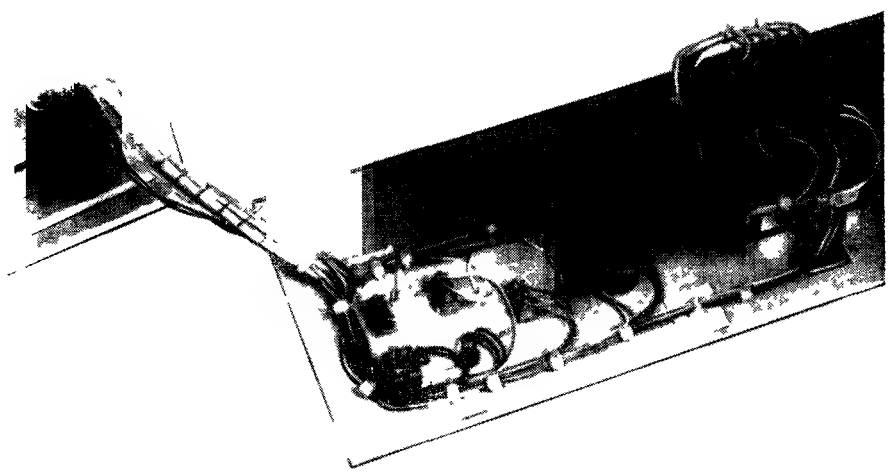


Рис. 12.7. Один из способов обеспечения удобного доступа к монтажу панели управления.

Все провода выносятся на один конец так, чтобы панель могла откидываться на петлях или отделяться от прибора. Здесь панель с салазками вставляется по направляющим прибора. Отметим использование кабельных жгутов и самосцепляющихся держателей, благодаря которым проводка выглядит опрятной

корпуса, а затем вставить переходник для работы с выдвинутой платой, только тогда схема будет доступна. Если платы смонтированы горизонтально, то можно обеспечить доступ, сделав переднюю панель съемной или откидной. Вообще, следует сопротивляться соблазну укладывать схемы «слоями», когда одна схема полностью закрыта другой. На рис. 12.7 показан образец удобной съемной передней панели, связанной с корпусом кабелем.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## 12.11. Охлаждение

Приборы, потребляющие более нескольких ватт, обычно нуждаются в принудительном воздушном охлаждении. По приближенным подсчетам небольшие приборы, выделяющие более 10 Вт, или более крупные узлы, расходующие более чем 25 Вт, работают, вероятно, лучше, если их обдувать вентилятором. Важно помнить, что в корпусе, заполненном схемами, будет прекрасный температуриый режим, если корпус установлен на стенде, а его крышка снята. Но если схема помещена в стойки вместе с тепловыделяющими приборами (когда окружающая температура может достигать 50° С) и закрыта крышкой, то она будет сильно перегреваться. Это приводит не столько к быстрому разрушению компонентов, сколько главным образом к неудовлетворительной работе.

Для приборов, работающих при умеренно низких мощностях, например показанных выше на рисунках, часто бывает достаточно простого охлаждения конвекцией. В этих случаях вы должны просверлить в основании верхней крышки отверстия, учитывая расположение основных сильно нагревающихся деталей (мощных резисторов и транзисторов). Возможно, что лучше устанавливать мощные компоненты на задней панели, используя радиаторы с вертикальными ребрами (разд. 5.04). Схемные платы будут лучше вентилироваться, если их устанавливать вертикально, хотя рассеяние тепла в схемах чаще всего незначительное. Если конвективного охлаждения недостаточно, то следует воспользоваться вентилятором. Обычный вытяжной вентилятор со скоростью потока в открытом пространстве 3 куб. м/мин будет вполне удовлетворительно охлаждать приборы, потребляющие 100 Вт и больше. Здесь мы приводим соответствующую формулу:

$$\text{возрастание температуры воздуха } (^\circ\text{C}) = \frac{1{,}6 \times P\ (\text{Вт})}{\text{поток воздуха (куб. м/мин)}}.$$

*Таблица 12.2*

**Вытяжные вентиляторы**

| | Стандартный, 112,5 мм в сечении, 315—360 куб. м/мин | Бесшумный, 112,5 мм, 210 куб. м/мин | Особо тихий, 112,5 мм, 150 куб. м/мин | Мини-вентилятор 78 мм в сечении, 105 куб. м мин |
|---|---|---|---|---|
| Rotron | MU2A1<br>MU2B1 | WR2H1 | WR2A1 | SP2A2 |
| IMC | WS2107FL<br>BS2107FL<br>4500C | WS2107FL-2<br>BS2107FL-2<br>4800 | WS2107FL-9 | PWS2107FL<br>PBS2107FL<br>8500C |
| Pamotor | 4600 | | | 8506 |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Если вас удовлетворит небольшой воздушный поток, то у большинства изготовителей имеются бесшумно работающие вытяжные вентиляторы. В табл. 12.2 приведены некоторые их параметры и типы. У этих вентиляторов поток воздуха сильно уменьшается, если при работе на нем появляется обратный перепад давления. На рис. 12.8 это показано графически.

При размещении приборов, требующих принудительного воздушного охлаждения, попытайтесь так расположить компоненты, чтобы

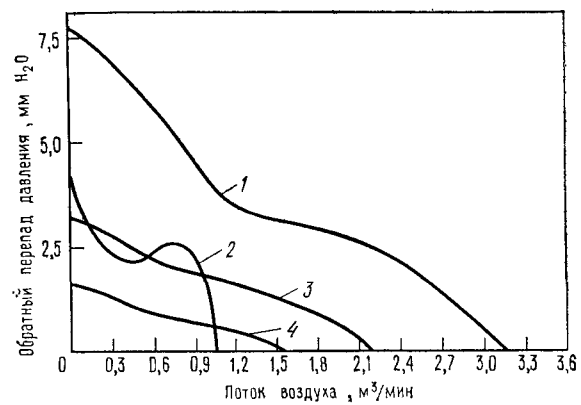



Рис. 12.8. Поток воздуха в зависимости от обратного перепада давления для вытяжных вентиляторов, перечисленных в табл. 12.2.

*1* — стандартный, сечение 112,5 мм; *2* — мини-вентилятор сечением 75 мм; *3* — бесшумный, сечение 112,5 мм; *4* — особо тихий сечением 112,5 мм.

воздух поступал в корпус с одного края, обтекал компоненты и выходил из противоположного края. Например, в приборах с горизонтальным расположением шасси вы должны просверлить несколько впускных отверстий в нижней части задней панели, а также на внутренних шасси вблизи лицевой панели и установить вытяжной вентилятор в верхней части задней панели. Таким образом воздушный поток принудительно будет проходить через все детали прибора. Не забывайте, что схемная плата является преградой для воздушного потока,— при планировке прибора следует это учитывать. Если сопротивление потоку значительно (высокое обратное давление), то центрифужный обдув будет работать лучше, чем пропеллерный. Лопасти пропеллерного вентилятора, если обратное давление превышает 7,5 мм вод. ст., переходят в состояние «срыв потока», делая тем самым вентилятор полностью неэффективным. В общем при любом охлаждении главным при конструировании является охрана прибора; разрушаемость электронных приборов резко возрастает, если оборудование работает перегревом. На рис. 12.9 изображен прибор, хорошо сконструированный с точки зрения охлаждения и доступа к элементам.

## 12.12. Полезные советы

***Ненадежные компоненты.*** В любой электронной системе наиболее ненадежными компонентами являются следующие (хуже всего первые): 1) разъемы и кабели; 2) переключатели; 3) потенциометры и триммеры. Не забывайте об этом и не давайте вашим идеям разрастаться так, чтобы их воплощение стало слишком сложным делом.

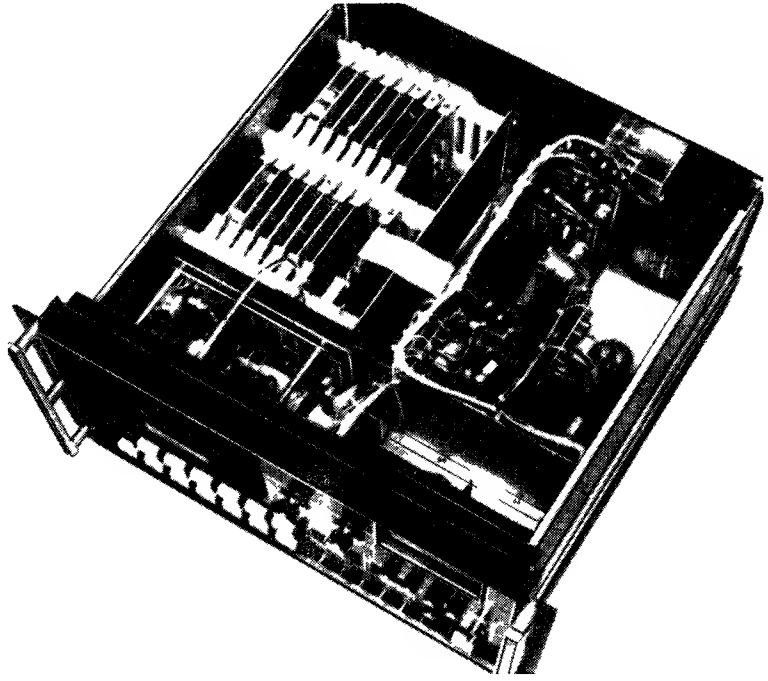
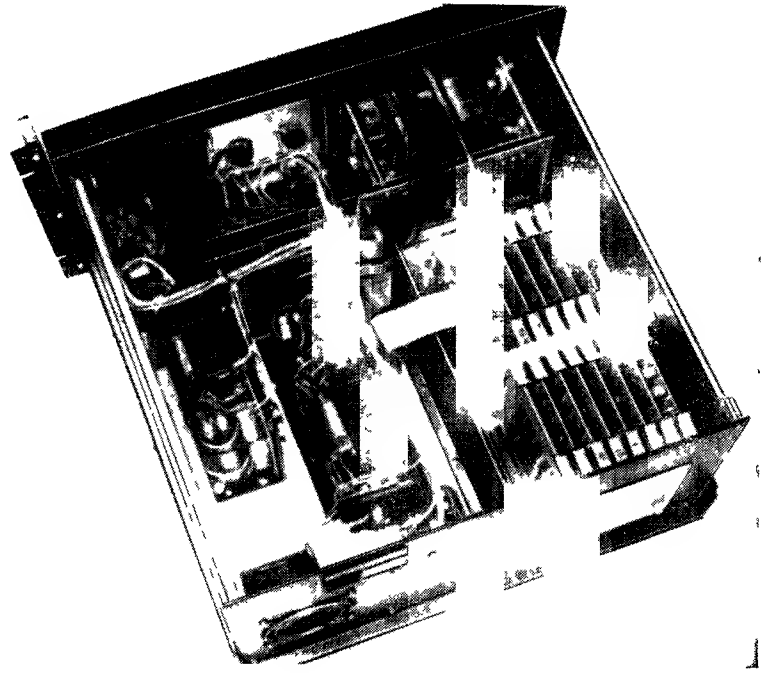


Рис. 12.9. Внешний вид законченного прибора (устройство считывания цифровых сигналов с магнитофонных кассет), в котором применены несколько способов крепления и межсоединений.

Большая часть электронных схем размещается в блок-каркасе для печатных плат (к которому присоединяются задняя панель и многоконтактный разъем), а схемы управления приводом ленты смонтированы на двух панелях вблизи мотора (связь осуществляется либо через многоконтактный разъем, либо жгутом, либо через соединение вставкой DIP). Регулировка и контрольные точки вынесены на края схемных плат. Проследите, как здесь проходит поток охлаждающего воздуха. Воздух засасывается сзади со стороны блок каркаса для плат, он протекает между платами, затем вокруг центральной части, возвращаясь обдувает источники питания и высасывается вентилятором, расположенным в правой части задней панели.

***Радиочастотные линейные фильтры.*** Как мы упоминали выше, на входах питания от сети переменного тока очень полезно ставить высокочастотные фильтры. Они изготовляются рядом фирм, среди которых можно отметить Corcom, Cornell-Dubilier, а также Sprague. Фильтры выпускаются в виде простых модулей, имеющих клеммы с ламелями для пайки, или же включаются в общий блок с вилкой для включения в сеть переменного тока, соединяемый со стандартным кордовым шнуром IEC. Такие фильтры обеспечивают превосходную фильтрацию напряжения питания от ВЧ-сигналов (а также предотвращают генерацию их самим прибором), и, кроме того, они довольно эффективно подавляют переходные процессы сетевого напряжения. Так, например, фильтр 3R1 Corcom (рассчитан на 3А, 115 В) имеет ослабление 50 дБ для сигналов частоты 200 кГц и более 70 дБ для сигналов с частотой, превышающей 0,5 МГц (разд. 5.10 и табл. 5.3).





***Подавление переходных процессов.*** В любых приборах, чтобы предотвратить сбой в работе (или даже выход из строя), вызываемый случайными выбросами напряжения сети от 1 до 5 кВ, которые имеют место практически на всех линиях переменного тока, полезно ставить устройство для подавления переходных процессов. Эти устройства можно просто подключать параллельно зажимам сетевого питания: они действуют как двунаправленные стабилитроны и обладают способностью выдерживать огромные пиковые значения тока. Выпускаются

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

они в корпусах, аналогичных дисковым керамическим конденсаторам или мощным диодам. Небольшие и дешевые GE V130LA10A (стоят около 1 долл.), например переходят в проводящее состояние при напряжении 185 В и могут пропускать импульсные токи с максимальной амплитудой 4000 А (подробнее см. разд. 5.10 и табл. 5.2).

***Предохранители.*** В каждой без исключения силовой шине электронного прибора наличие плавкого предохранителя обязательно. Как мы указывали в разд. 5.10, настенный предохранитель плавится при токах 15—20 А [1], тем самым предотвращая опасность воспламенения стенной проводки. Если не предусмотреть такие возможные неисправности, как, например, пробой конденсатора источника питания, то от сети в прибор пойдет ток около 10 А (т. е. в силовом трансформаторе будет рассеиваться мощность более 1 кВт). Важное замечание (момент, к сожалению не сразу понятый авторами): сетевой конец должен присоединяться к внутренней клемме держателя предохранителя, чтобы при смене предохранителя вы не могли коснуться пальцами «горячей» клеммы. Используйте легкоплавкие предохранители, выбирая их на ток в 1,5—2 раза больший, чем наибольший ток потребления прибора.

***Принцип „холодного управления".*** Всегда, когда только возможно, полезно избегать прохождения логического или аналогового сигнала через панель управления; это нужно, чтобы предотвратить возникновение перекрестных связей и затухание сигнала, которые в противном случае могут иметь место. Взамен выведения сигналов на переднюю панель, можно подать в схему управляющие сигналы постоянного тока от потенциометров, переключателей и т. п. оборудования, расположенного на передней панели. Это особенно важно при шумах, высокоскоростных сигналах или сигналах низкого уровня, поскольку сигналы управления постоянного тока могут быть отфильтрованы шунтирующими конденсаторами, в то время как для быстроменяющихся сигналов это недопустимо. Например, лучше использовать дополнительные вентили (мультиплексор), чем прогонять логический сигнал через переключатель, или для управления частотой с лицевой панели лучше использовать генератор, управляемый напряжением, чем перестраиваемый *RC*-генератор. Чтобы осуществить такое «холодное управление», понадобится незначительное дополнительное высококачественное оборудование, но будут обеспечены повышенная надежность и простота монтажа (не нужен будет, например, экранированный кабель).

[1] В СССР и Европе «пробки» обычно ставят на 6—10 А, так как напряжение сети почти вдвое выше.— *Прим. ред.*



## 12.13. Где доставать компоненты [1]

Поиск деталей, необходимых для сборки электронной аппаратуры, может оказаться сложным делом. Большинство крупных поставщиков имеют плохо организованную торговую сеть, и это делает почти невозможным приобретение малых партий компонентов мелким покупателем. К счастью, крупные известные фирмы дают справки, где могут быть куплены нужные детали за наличный расчет. Занимаясь поисками, необходимо точно знать, чего вы хотите, количество деталей и изготовителя (для ИМС вы должны знать полное обозначение схемы, а не только изготовителя и тип).

Многие поставщики неохотно продают малые партии, поэтому покупатель тратит много сил на приобретение компонентов в количестве 5—10 штук. Добавим к этому, что поставщики обычно имеют только часть нужного вам ассортимента, и вы сталкиваетесь с необходимостью иметь дело с множеством кустарных поделок. На складах электронного оборудования (Radio Shack, Lafayette и др.) организована продажа небольшими партиями, но там имеется в наличии очень ограниченная номенклатура. Система оптовой торговли ориентирована в основном на крупных промышленных потребителей. Фирмы-изготовители предпочитают иметь дело с оптовиками, которые тесно с ними связаны и могут оказать влияние на цены.

Особая осторожность необходима при покупке ИМС. Многие типы ИМС выпускаются без 100%-ной проверки. Вместо этого проверяется один образец из каждой партии, и вся партия бракуется, если образец не отвечает стандарту. В результате вы можете случайно приобрести совершенно неисправный кристалл, выпущенный фирмой с хорошей репутацией. Как правило, следует ожидать, что примерно 1% новых ИМС окажется непригодным. Это не очень страшно, так как в случае необходимости для обеспечения большей надежности вы всегда можете проверить все ИМС. Все изготовители испытывают свои БИС, а некоторые (AMD, например) проводят 100%-ную проверку всех ИМС.

Более серьезная проблема возникает, когда забракованные партии попадают в руки мелких торговцев. Очень часто встречаются подделки, так как машины, выпускающие ярлыки, стоят недорого. По нашему опыту, крупные поставщики (такие, как Arrow, Hamilton/Avnet, Harvey, Newark и Schweber) надежны, по крайней мере если судить по изделиям, действительно ими поставленным. Большинство торговых точек, по-видимому, распространяют хорошие товары, но здесь есть элемент риска. Будьте подозрительны по отношению к ИМС без даты выпуска. Поскольку отыскание неисправных ИМС в схеме требует много времени и сил, рекомендуем вам покупать все ИМС у одного и того же поставщика, даже если цены будут относительно высоки.

[1] В этом разделе кратко описана проблема приобретения компонентов в США.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Глава 13

# ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ПРИБОРЫ

## ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В этой главе обсуждаются важные особенности техники высоких и радиочастот, в том числе эквивалентные схемы для высоких частот и быстродействующие ключи. Высокочастотные приборы находят широкое применение в области связи и радиовещания, а также в лабораторных установках для проведения радиочастотных измерений (резонансные явления, плазма, ускорители частиц и т. п.). Быстродействующие ключи являются неотъемлемыми элементами вычислительных машин и других цифровых устройств. Высокочастотные и быстродействующие приборы — это линейные и цифровые устройства, работающие в той области частот, где работа схем начинает определяться эффектами межэлектродных емкостей, индуктивностями проводов, накоплением зарядов и длинами волн. Благодаря таким причудливым конструкциям, как полосковые выводы, волноводы или приборы вроде диодов Ганна, клистронов и ламп бегущей волны, схемотехника в этой области частот существенно отличается от техники низких частот. Чтобы представить уровень наших возможностей, скажем, что сейчас промышленностью выпускаются цифровые ИМС (счетчики и т. п.), которые работают с импульсами частотой 1 ГГц [1] и выше, а также элементы линейных схем (усилители и т. п.), которые работают на частотах выше 100 ГГц.

Мы начнем с обсуждения высокочастотных транзисторных усилителей как на биполярных, так и на полевых транзисторах и приведем несколько примеров. Затем перейдем к радиочастотным приборам, дадим общее представление о линиях связи и методах модуляции и детектирования. В конце мы более подробно рассмотрим быстродействующие ключи. В силу того, что эти вопросы носят узкоспециальный характер, эту главу при первом прочтении можно пропустить.

### 13.01. Транзисторный усилитель на высоких частотах в первом приближении

В усилителях, которые мы обсуждали выше (такие, как усилители с общим эмиттером и с резисторной коллекторной нагрузкой), коэффициент усиления снижается с ростом частоты сигнала, как правило, из-за действия паразитных емкостей нагрузки и соединительных

[1] 1 ГГц=10 МГц=$10^9$ Гц.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



проводов. На рис. 13.1 это показано пока в упрощенном виде. Эффективная емкость между коллектором и землей $C_н$ в сочетании с коллекторной нагрузкой усилителя $R_н$ образует фильтр низких частот с постоянной времени $R_нC_н$. Эта эквивалентная схема приведена с учетом того, что для сигнала $U_+$ то же самое, что и земля. В $C_н$ входят емкости между коллектором и эмиттером, между коллектором и базой, а также емкость нагрузки. На частотах, приближающихся к $f=1/R_нC_н$, усиление начинает быстро падать.

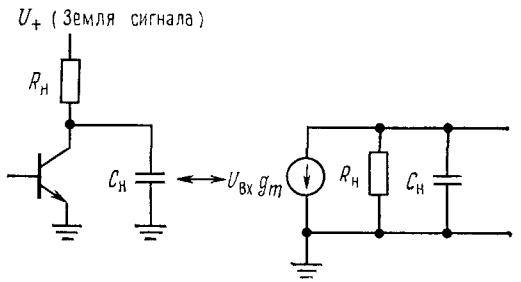



Рис. 13.1.

***Уменьшение влияния емкости нагрузки.*** Простейшие методы уменьшения емкостной нагрузки заключаются в учете и уменьшении произведения $R_нC_н$. Например:

1. Выбираются биполярные или полевые транзисторы с малой емкостью между электродами (как самих $p$ — $n$-переходов, так и между внешними выводами); такие транзисторы обычно обозначаются как радиочастотные или ключевые транзисторы.
2. Нагрузка отделяется эмиттерным повторителем, что способствует уменьшению емкостной нагрузки на коллектор.
3. Уменьшается $R_н$. Если при этом $I_К$ поддерживать постоянным [1], то коэффициент усиления падает из-за уменьшения $g_m$. Вспомним, что для транзисторов $g_m=1/r_э$ или $I_К$(мА)/25 для усилителей с заземленным эмиттером. Чтобы сохранить коэффициент усиления постоянным при уменьшении $R_н$, необходимо увеличить ток коллектора, сохраняя $U_+$ постоянным. Таким бразом, $\omega_{max}\approx 1/R_нC_н$ и прямо пропорционально $I_К/C_н$, что вполне справедливо для больших токов, часто используемых в высокочастотных схемах.

### 13.02. Высокочастотные усилители: модели для переменного тока

Емкость нагрузки не только уменьшает коэффициент усиления усилителя на высоких частотах. Как мы упоминали выше (см. обсуждение эффекта Миллера в гл. 2), емкость сбратной связи ($C_{кб}$), будучи включенной между выходом и входом, может доминировать в спаде усиления на высоких частотах, особенно если полное сопротивление источника входного сигнала высоко. Чтобы определить, на каких частотах усиление начнет падать и как этого избежать, можно использовать относительно простую модель транзистора или ПТ. Как это делается, покажем на примере высокочастотного усилителя.

[1] При фиксированном $U_+$.— *Прим. ред.*

***Эквивалентная схема для переменного тока.*** Приведенные на рис. 13.2 эквивалентные схемы каскадов с общим эмиттером (или истоком) представляют собой простейший вариант; их не без оснований используют при оценке характеристик быстродействующих устройств. Обе модели очевидны. В схеме биполярного транзистора $C_{вх\ э}$ (обозначается также $C_{вх.б}$ или $C_{бэ}$; заметим, что название относится либо к

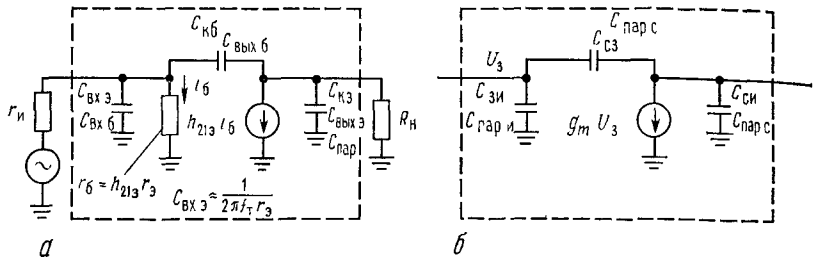



Рис 13.2. Эквивалентные схемы для ВЧ биполярного (*а*) и полевого (*б*) транзисторов.

емкости входа, либо к емкости выхода) есть входная емкость, $r_б$ — импеданс цепи базы, $C_{кб}$ — емкость обратной связи (Миллера) и $C_{кэ}$ — емкость между коллектором и эмиттером. Модели с источником тока определяют усиление транзистора на частотах сигнала. Схема полевого транзистора аналогична, но емкости имеют другие обозначения, и она значительно проще из-за бесконечного входного сопротивления.

***Влияние коллекторного тока и напряжения на емкости транзистора.*** Емкости обратной связи и выходной цепи ($C_{кб}$, $C_{сз}$, $C_{кэ}$ и т. д.) включают в себя небольшие емкости транзисторных выводов и относительно большие емкости полупроводниковых переходов. Последние ведут себя подобно обратносмещенным диодам, у которых емкость постепенно снижается с увеличением обратного смещения, как показано на рис. 13.3 (этот эффект используется в конденсаторах, управляемых напряжением, известных под названием «варикапы», или «варакторы»). Емкость изменяется с напряжением приблизительно как $C=k(U-U_0)^n$, где $n$ — лежит в диапазоне от $-1/2$ до $-1/3$ для транзисторов, а $U_0$ — постоянное напряжение, равное $\sim$0,6 В.

Входная емкость $C_{вх.\ э}$ имеет другой характер, поскольку вы имеете дело с прямосмещенным переходом [1]. В этом случае эффективная емкость резко растет с увеличением тока базы, так как $U$ близко $U_0$ и имеет мало общего с указанным в паспорте транзистора значением $C_{вх.\ э}$. Однако оказывается, что эффективная емкость $C_{вх.\ э}$ увеличивается с ростом $I_э$ (и, следовательно, с уменьшением $r_э$), так что произведение $RC$ ($r_б C_{вх.\ э}$) остается почти постоянным. В результате

[1] В прямосмещенном переходе основную роль играет диффузионная емкость, обусловленная объемным зарядом носителей, в отличие от барьерной емкости перехода, смещенного в обратном направлении ($C_{кб}$ в линейном режиме).— *Прим. ред.*



усиление транзистора на определенных частотах зависит в первую очередь от соотношения между током, «теряемым» на $C_{вх.\ э}$, и током,

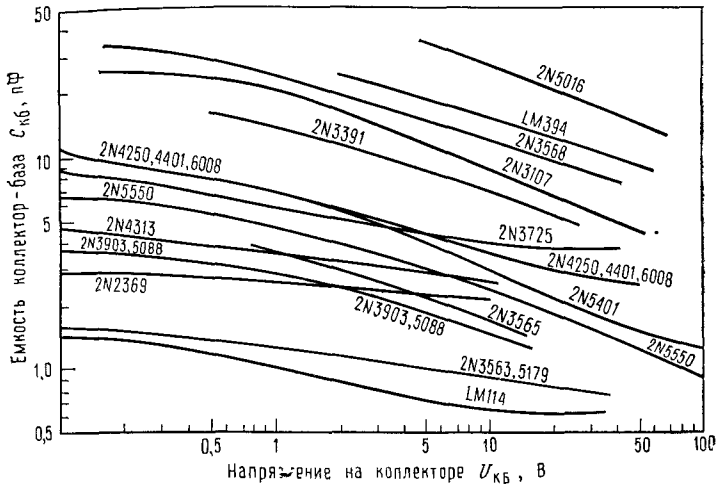



Рис. 13.3. Зависимость емкости коллектор — база от напряжения для нескольких распространенных биполярных транзисторов.

который «действительно» идет в базу и несильно зависит от тока коллектора. Поэтому вместо того, чтобы задавать значение $C_{вх.\ э}$, изготовите-

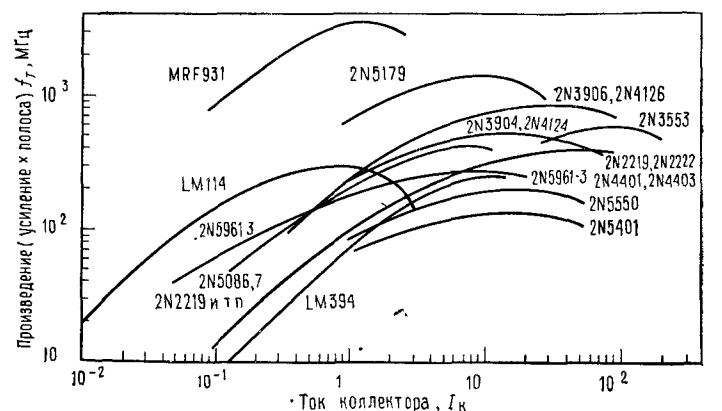



Рис. 13.4. Зависимость произведения усиления на ширину полосы (граничную частоту) $f_T$ от коллекторного тока (в А) для нескольких распространенных биполярных транзисторов.

ли транзисторов обычно указывают $f_T$ — частоту, при которой усиление тока ($h_{21э}$) падает до 1. Легко показать, что $f_T$ определяется выражением

$$f_T = 1/2\pi C_{вх.э} r_э, \text{ или } C_{вх.э} = 1/2\pi f_T r_э$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

для значений $C_{вх.\,э}$ и $r_э$, данных при некотором токе коллектора. Транзисторы, предназначенные для работы в диапазоне высоких частот, имеют $f_T$ от 500 до 2000 МГц, в то время как у транзисторов общего назначения $f_T$ бывает от 50 до 250 МГц. На рис. 13.4 приведены кривые изменения $f_T$ в зависимости от тока коллектора для типичных транзисторов.

### 13.03. Пример высокочастотных расчетов

Применим нашу простую модель для конструирования высокочастотного широкополосного усилительного каскада. При этом будем учитывать влияние предварительного каскада, считая, что его выходное сопротивление известно. Покажем, что рассматриваемый усилитель сильно нагружает этот каскад и имеет плохие характеристики. Далее будут рассмотрены те параметры, которые определяют характеристики схемы, и показаны методы улучшения параметров путем изменений конфигурации схемы и ее рабочих точек. На рис. 13.5 показан фрагмент схемы. Предполагается, что он является частью целой усилительной схемы с обратной связью по постоянному току, обеспечивающей стабилизацию точки покоя на уровне ½ $U_{КК}$; показанное на рисунке смещение не обеспечивает само по себе стабилизации. Поскольку нас интересуют высокочастотные характеристики, мы не будем в дальнейшем беспокоиться о том, как осуществляется смещение на самом деле. Заметим, что дифференциальный каскад имеет очень небольшую допустимую величину синфазного входного сигнала — приблизительно от +0,25 В до отрицательного напряжения, ограниченного рабочим диапазоном источника эмиттерного тока.

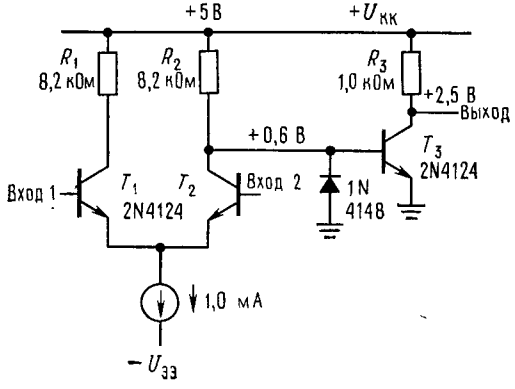



Рис. 13.5.

***Анализ факторов, вызывающих снижение усиления на высоких частотах.*** Для дифференциального каскада коэффициент усиления и выходное сопротивление поддаются расчету, что дает возможность подробно проанализировать снижение усиления в выходном каскаде. Анализ коэффициента усиления усилительного каскада на $T_3$ будет состоять в следующем:

1. Находим усиление на низких частотах при нулевом сопротивлении источника. Затем определяем частоту, при которой усиление падает на 3 дБ (т. е. сопрягающую частоту), причем это снижение связано с влиянием входной емкости, емкости обратной связи и сопротивления нагрузки:

$$f_{-3\,дБ} = 1/2\pi R_и (C_и + C_{кб}).$$

2. Определяем входной импеданс как сочетание полного входного сопротивления базы ($r_б$ и $C_{вх.\,э}$) и эффективной емкости обратной связи ($K_U C_{кб}$).
3. Рассчитываем сопрягающую частоту, при которой падение усиления на 3 дБ связано с нагружением источника входным импедансом; сравнивая ее с «выходной частотой 3 дБ», вычисленной в п. 1, находим «узкое место» с точки зрения высоких частот.
4. Если необходимо, попробуем улучшить характеристики путем снижения требований к тем параметрам, которые вызывают спад усиления на высоких частотах.

Замегим, что емкость обратной связи $C_{кб}$ влияет на частотные характеристики как выходного, так и входного каскадов, причем в последнем случае она умножается на коэффициент усиления по напряжению (эффект Миллера).

Рассмотрим в соответствии со сказанным эквивалентную схему включения транзистора 2N4124 с параметрами $C_{кб}$=2,4 пФ при 2,5 В, $h_{21э} \approx 250$ и $f_T$=300 МГц (рис. 13.6).

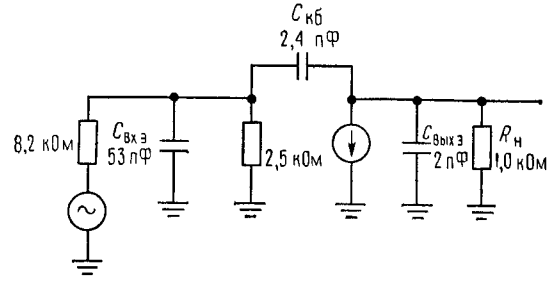



Рис. 13.6.

1. Предположим, что $T_3$ работает от источника напряжения, его коэффициент усиления по напряжению на низкой частоте равен 100, поскольку $r_э$=10 Ом при токе коллектора 2,5 мА. Частота —3 дБ, вычисленная по выходной емкости, приблизительно равна 40 МГц (2,4 пФ параллельно 2 пФ шунтируют 1,0 кОм). Заметим, что в этом простом расчете мы не учитываем емкость нагрузки и паразитную емкость проводов.
2. Входное сопротивление, параллельное емкости Миллера (240 пФ) и $C_{вх.\,э}$, приблизительно равно 2,5 кОм ($h_{21э}r_э$); емкость $C_{вх.\,э}$ находится по формуле, приведенной выше, и равна ~53 пФ.
3. Верхняя сопрягающая частота, связанная с входной емкостью, при грубом расчете получается равной 280 кГц ($R$=8,2 кОм параллельно 2,5 кОм; $C$=240 пФ + 53 пФ) и определяется емкостью эффекта Миллера $K_U C_{кб}$ в комбинации с относительно высоким сопротивлением цепи базы. Заметим, что усиление фактически на низкой частоте



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

меньше 100, если считать, что входной сигнал равен сигналу на ненагруженном выходе дифференциального каскада, так как предварительный каскад работает на низкое входное сопротивление; с учетом этого эффекта усиление на низких частотах фактически получается равным $100\times2{,}5/(2{,}5+8{,}2)$, т. е. приблизительно 23[1].

Чрезмерная нагрузка предварительного каскада и низкая сопрягающая частота указывают на то, что схема построена плохо, но рассмотрение ее дает возможность увидеть практические трудности конструирования высокочастотных усилителей. Чтобы улучшить характеристики, надо либо значительно уменьшить полное сопротивление в цепи коллектора, либо использовать иную конфигурацию усилителя. В следующем разделе мы обсудим несколько наиболее популярных схем высокочастотных усилителей, в которых эффекты, связанные с емкостью входа ($f_T$) и емкостью обратной связи ($C_{кб}K_U$, эффет Миллера), уменьшены или полностью отсутствуют.

### 13.04. Примеры высокочастотных усилителей

Как видно из сказанного выше, в высокочастотных усилителях, работающих от источника с умеренно высоким импедансом, доминировать может эффект Миллера. В этих случаях частота $f_T=300$ МГц и вычисленная для выходного каскада постоянная времени, соответствующая сопрягающей частоте 40 МГц, не влияют на характеристики схемы, которые определяются постоянной времени входной цепи, соответствующей сопрягающей частоте 280 кГц.

***Три способа подавления эффекта Миллера.*** Помимо грубого подхода, заключающегося в том, чтобы просто сильно уменьшить

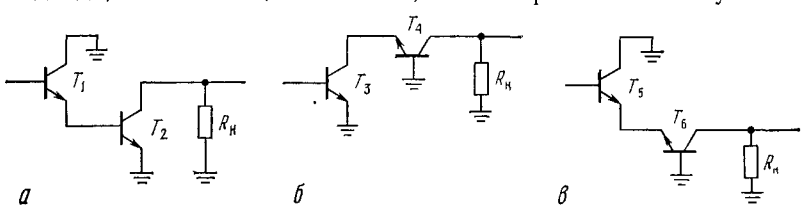



Рис. 13.7. Упрощенные схемы высокочастотных усилителей.

*а* — повторитель плюс усилитель с общим эмиттером; *б* — усилитель с общим эмиттером плюс усилитель с общей базой (каскодная схема); *в* — повторитель плюс усилитель с общей базой (дифференциальный усилитель).

сопротивление в цепи коллектора, имеется несколько интересных конфигураций, в которых обеспечено уменьшение выходного сопротивления каскада — источника сигнала или емкости обратной связи или обоих вместе. На рис. 13.7 приведены эти конфигурации, изображенные в самой простой форме, без цепей смещения и питания (т. е. показаны только цепи, влияющие на частотах сигнала).

В схеме *а* эмиттерный повторитель снижает выходное сопротивление источника, подключенного ко входу усилителя с общим эмиттером. Это значительно ослабляет отрицательное действие $f_T$ и $K_UC_{кб}$. В схеме *б*, известной как каскодное включение, каскад с общим эмиттером управляет каскадом с общей базой, тем самым сводя на нет эффект Миллера $K_UC_{кб}$ (эмиттер $T_4$ имеет потенциал, фиксированный напряжением базы; он просто передает ток коллектора $T_3$ на $R_н$). В схеме *в* повторитель управляет каскадом с общей базой, причем эффект Миллера полностью отсутствует, и в то же время уменьшается выходное сопротивление управляющей цепи; это, по существу, обычная схема дифференциального усилителя с несбалансированными коллекторными резисторами и одним заземленным входом.

[1] Но эффект Миллера определяется значением $K=100$.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



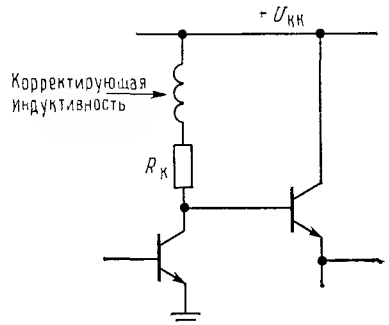



Рис. 13.8.

***Другие приемы.*** Кроме этих схемных конфигураций имеются два других подхода к проблеме входной емкости и емкости обратной связи, а именно: а) использование одного простого усилителя с заземленной базой, если полное выходное сопротивление источника сигнала достаточно низко, и б) использование «настраиваемых» цепей на входе и выходе усилителя с общим эмиттером (или другой схемы) для «расстройки» эффектов межэлектродных емкостей. Заметим, что такие настраиваемые усилители не бывают широкополосными, а усиливают сигналы только в узкой области частот (что может быть весьма выгодно для некоторых применений). Кроме того, в таком усилителе может быть необходима *нейтрализация*[1]. Узкополосные настраиваемые усилители будут обсуждаться в последних разделах этой главы. В качестве компромиссного «среднего» решения может использоваться корректирующая «пиковая» индуктивность в несколько микрогенри, включенная последовательно сопротивлению нагрузки коллектора для подавления емкостных эффектов и подъема усиления на частотах, несколько превышающих «естественную» частоту высокочастотного спада (рис. 13.8).

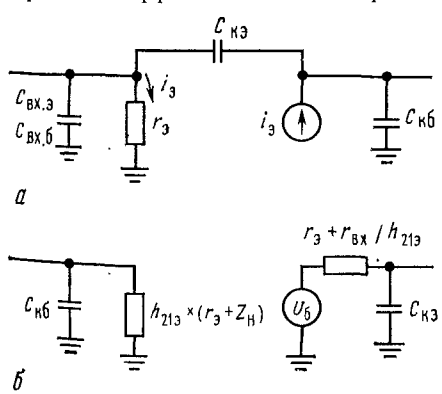



Рис. 13.9. Эквивалентные схемы.

*а* — каскад с общей базой; *б* — эмиттерный повторитель.

[1] Емкости между входом и выходом.— *Прим. ред.*

Чтобы можно было оценить высокочастотные характеристики схем на повторителях и каскадах с заземленной базой, следует построить простые эквивалентные схемы транзисторов по переменному току для этих конфигураций (рис. 13.9). Заметим, что в эквивалентной схеме эмиттерного повторителя сопротивления зависят от сопротивлений источника сигнала и нагрузки (как реактивных, так и омических). Мы применим эти модели в следующих примерах.

### 13.05. Пример проектирования широкополосной схемы

В качестве примера улучшенной модификации широкополосного усилителя рассмотрим схему на рис. 13.10, построенную так, чтобы снижение усиления, вызываемое эффектом Миллера, было полностью устранено. В ней используются эмиттерные повторители на входах

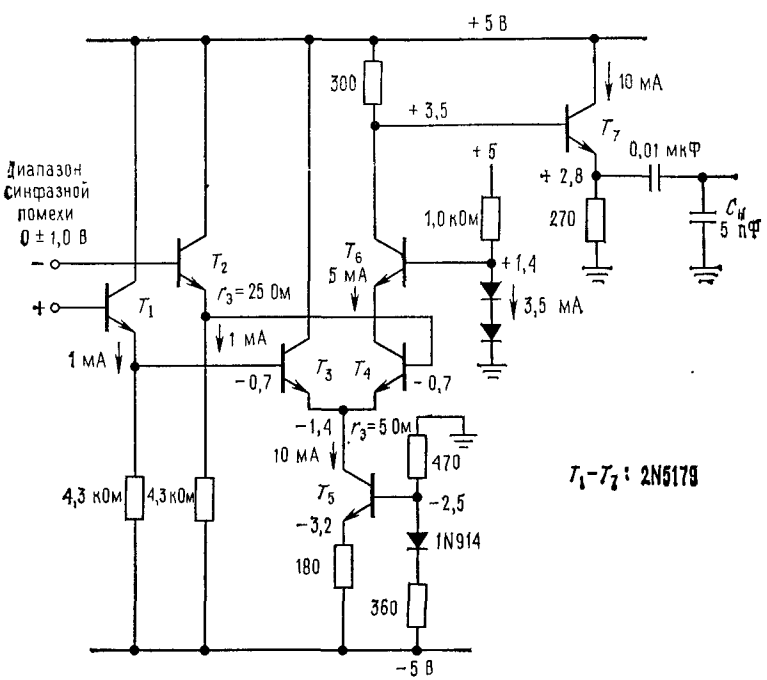



Рис. 13.10. Широкополосный дифференциальный усилитель.

(высокий входной импеданс) дифференциального усилителя; выходная нагрузка изолирована эмиттерным повторителем от каскодного выходного узла дифференциального усилителя. Схемное решение основано на использовании хорошего высокочастотного транзистора 2N5179 с $f_т$=1000 МГц (по паспорту $h_{21э}$=10 при 100 МГц) и $C_{кб}$= =0,5 пФ при 2 В. Приближенная эквивалентная схема усилителя с



обозначением $p$—$n$-переходов и паразитных емкостей приведена на рис. 13.11.

Чтобы определить точку начала высокочастотного спада, надо рассмотреть каждый каскад, анализируя различные $RC$, используя соответствующие эквивалентные схемы. Обычно имеется один каскад, который имеет самую низкую граничную частоту, и часто интуитивно

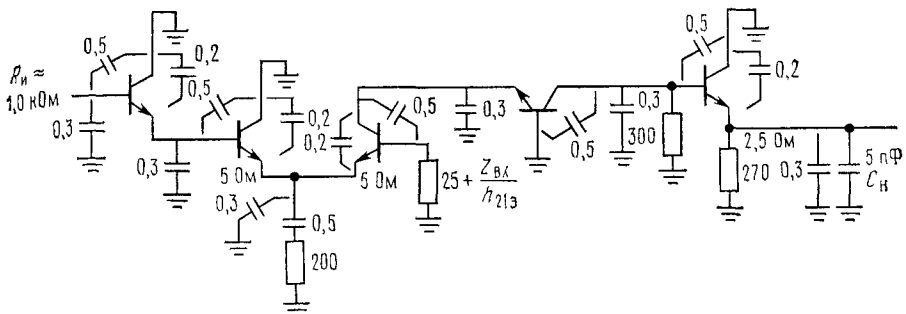



Рис. 13.11. Эквивалентная схема по переменному току для усилителя, изображенного на рис. 13.10.

Низкая частота: $Z_{вх}$≈40 кОм, $K_U$≈ 300/10=30, $Z_{вых}$ = 8 Ом; для 2N5179: $h_{21э}$≈70, $C_{кб}$ (2В)= =0,5 пФ, $C_{кэ}$= 0,2 пФ, $h_{21э}$ (100 МГц, 5 мА)=10, $C_{пар}$=0,3 пФ.

можно правильно угадать, какой именно. В данной схеме ограничивающим фактором является конечное полное сопротивление цепи базы каскада на $T_7$ (300 Ом) в сочетании с собственной емкостью $T_7$ и емкостью нагрузки $C_н$, частично шунтирующей базу $T_7$ (помните, что $h_{21э}$ изменяется приблизительно как $1/f$, так что при высоких частотах развязывающее действие эмиттерного повторителя всерьез ослабляется).

Упрощенный метод расчета точки спада — 3 дБ, который мы применим, будет состоять в следующем. Взяв эквивалентную схему эмиттерного повторителя на $T_7$, определим импеданс цепи базы при известных емкостях нагрузки, переходов и проводов (полагаем, что $C_{кб}$=0,5 пФ, $C_{кэ}$=0,2 пФ и $C_п$=0,3 пФ). Поскольку полное сопротивление цепи базы зависит от $h_{21э}$, следовало бы рассчитать его как функцию частоты (положив $h_{21э} \approx 1/f$ на высоких частотах) [1]; но вместо этого оценим его при нескольких значениях частоты, предполагая, что точка —3 дБ должна лежать где-то вблизи нескольких сот мегагерц. На рис. 13.12 дан итог этого процесса. Полное сопротивление нагрузки было рассчитано на частотах 100, 200 и 400 МГц, далее умножено на коэффициент усиления транзистора по току (учитывается, что $h_{21э}\approx$ $\approx 1/f$), скомбинировано с другими импедансами, которые всегда имеются в цепи базы, а затем определялось результирующее значение импеданса, чтобы получить относительные значения выхода в функции

[1] Точнее $h_{21э}\approx f_т/f$ (если $f_т/f < h_{21э}$ для низких частот).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

частоты. Как можно видеть, выходное напряжение снижается на —3 дБ на частоте, равной приблизительно 180 МГц.

Теперь, используя эту оценку граничной частоты, следует посмотреть, будут ли другие $RC$-цепи давать значительное ослабление на этой частоте. Например, для каскада на $T_4$ коллекторная

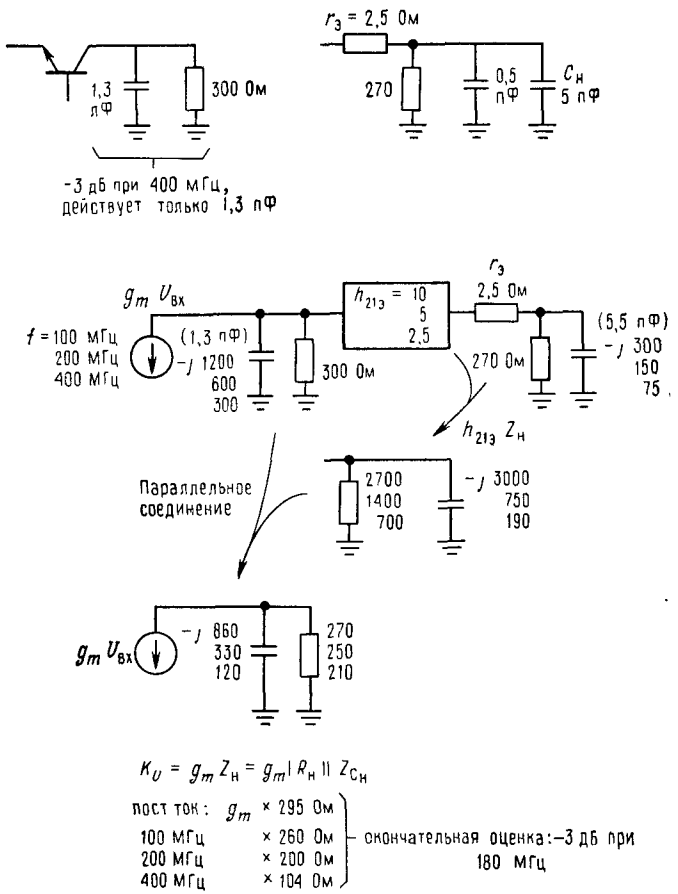



Рис. 13.12. Эквивалентные схемы для расчета верхней сопрягающей частоты схемы рис. 13.10.

цепь должна вызывать снижение усиления на —3 дБ вблизи 1000 МГц, если в качестве расчетного значения $h_{21э}$ принять усиление транзистора на 180 МГц ($h_{21э} \approx 5$). Другими словами, каскодная часть схемы не ухудшает общую характеристику.

Этим простым способом можно непосредственно удостовериться, что другие цепи схемы не вносят более низких частот ослабления —3 дБ. При рассмотрении входного каскада следует задаться определенным значением сопротивления источника сигнала. При $Z_и$=1000 Ом (довольно высокое сопротивление для видеосхем, подобных этой) окажется, что сочетание сопротивления источника и входной емкости (1,0 кОм, 0,8 пФ) даст точку ослабления —3 дБ вблизи 200 МГц. Таким образом, вся схема имеет требующуюся плоскую частотную характеристику вплоть до 200 МГц, если полное сопротивление источника меньше 1 кОм, и характеристика будет ухудшаться, если сопротивление источника превысит 1 кОм. Таким образом, характеристика этой схемы значительно лучше, чем у рассмотренной выше.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## 13.06. Уточненные модели схем по переменному току

***Объемное („распределенное") сопротивление базы.*** Стоит отметить, что модели, которыми мы пользовались, в некотором смысле упрощены, в них не учитываются некоторые важные эффекты, как, например, конечное сопротивление базы $r'_б$. Для высокочастотных транзисторов указывается параметр $r'_б C_{кб}$ — постоянная времени коллектор — база [1]. Для 2N5179 она равна 3,5 пс (ном.), эта величина определяется объемным сопротивлением базы, равным приблизительно 7 Ом. При анализе характеристик на очень высоких частотах такие эффекты необходимо включать в расчет; в этом примере они отсутствуют и не влияют на выводы, сделанные нами ранее.

***Расщепление полюсов.*** Другим упрощением в предыдущих рассуждениях было допущение, что каждое $RC$-звено вызывает спад усиления независимо от других. То, что здесь должно быть некоторое взаимодействие, легко видеть по следующим соображениям: эффект Миллера сам по себе является формой высокочастотной отрицательной обратной связи. Поскольку он определяется выходным напряжением, то он должен снижать полное сопротивление выходной цепи транзисторного каскада, в особенности на высоких частотах, где его «петлевое усиление» велико (конечно, при этом он вызывает уменьшение усиления по напряжению, которое является проблемой в целом). В результате уменьшение сопротивления цепи коллектора сдвигает спад, связанный с $R_н C_н$, в область более высоких частот, поскольку выходное сопротивление цепи коллектора параллельно $R_н$. Таким образом, снижение сопрягающей частоты, связанной с эффектом Миллера (за счет возрастания $K_U$ или $C_{кб}$), вызывает подъем сопрягающей частоты, связанной с емкостью коллектора и нагрузки [2]. Это явление известно как «расщепление полюса».

[1] Постоянная времени (внутренней) цепи обратной связи транзистора.— *Прим. ред.*

[2] И наоборот, спад, обусловленный $C_н$, снижает влияние эффекта Миллера, что иногда важнее.— *Прим. ред.*

## 13.07. Последовательно-параллельные пары

В широкополосных усилителях с низким коэффициентом усиления распространены схемы на последовательно-параллельных парах транзисторов (рис. 13.13). Идея заключается в создании усилителей с низким коэффициентом усиления (возможно, около 10 дБ) и с плоской характеристикой в широкой области частот. В этих схемах удачно применяется отрицательная обратная связь для расширения полосы пропускания. Однако отрицательная обратная связь сама по себе может быть источником неприятностей на высоких частотах из-за неконтролируемого сдвига фазы, если петлевое усиление в контуре будет велико. В последовательно-параллельных парах эти трудности преодолеваются за счет введения нескольких контуров обратной связи, в каждом из которых петлевое усиление невелико.

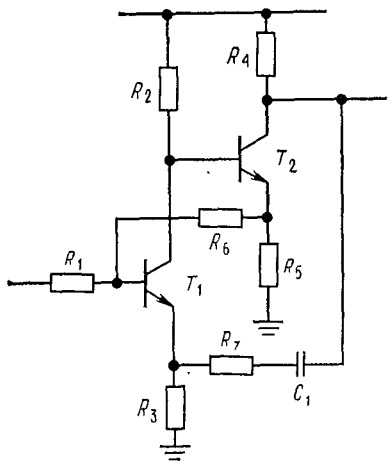



Рис. 13.13.

В схеме рис. 13.13 оба каскада, $T_1$ и $T_2$, работают как усилители с низким коэффициентом усиления по напряжению, так как их эмиттерные резисторы не зашунтированы. $R_6$ обеспечивает обратную связь, охватывающую только $T_1$, так как $T_2$ работает как повторитель в этой цепи. Благодаря тому, что полное усиление по напряжению для каскада на $T_1$ определяется отношением $(R_6/R_1)$, $R_4$ может подбираться в соответствии с необходимым усилением незамкнутого контура $T_2$ $(R_4/R_5)$. И наконец, обратная связь к эмиттеру $T_1$ добавляется для уменьшения усиления до его расчетной величины [1].

Последовательно-параллельные пары удобны для блочного построения усилителей, так как они чрезвычайно стабильны и просты по конструкции. С их использованием легко строить усилители с шириной полосы до 300 МГц или более. Коэффициент усиления на одну пару составляет обычно от 10 до 20 дБ, а при необходимости получить большее усиление ставят несколько каскадов.

В разд. 13.11 будут обсуждаться вопросы построения резонансных узкополосных усилителей в противоположность широкополосным устройствам, о которых мы говорили до сих пор. Поскольку усиливаемые сигналы часто имеют узкую полосу частот, при работе в радиодиапазоне очень полезны также резонансные усилители.

[1] И соответствующего расширения полосы пропускания.— *Прим. ред.*

*Таблица 13.1*

**Высокочастотные транзисторы**

| Тип | Корпус | $P_{расс}$, Вт $T_к$=25°С | $U_{КЭО}$, В | $U_{КБО}$[1], В | $I_к$ (макс.), А | $h_{21э}$ (тип.) при | $I_к$, мА | $C_{кб}$ (10 В), пф | $f_T$, МГц при | $I_к$, мА | Усиление по мощности, дБ | $f$, МГц | Выходная мощность, Вт при | $f$, МГц | Примечания |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N3375 | ТО-60 | 12 | 40 | 65 | 1,5 | 10[2] | 250 | 12 | 550 | 120 | 6 | 175 | 10 | 100 | Стоимость низкая, легок в установке |
| 2N3553 | ТО-39 | 7 | 40 | 65 | 1,0 | 10[2] | 250 | 7 | 600 | 100 | 15 | 175 | 7 | 100 | Дешевый, популярный |
| 2N3866 | ТО-39 | 5 | 30 | 55 | 0,4 | 50 | 50 | 3 | 900 | 40 | 15 | 400 | 1[2] | 400 | |
| 2N4427 | ТО-39 | 2 | 20 | 40 | 0,4 | 50 | 100 | 4 | 800 | 50 | 15 | 175 | 1[2] | 175 | |
| 2N5016 | ТО-60 | 30 | 30 | 65 | 4,5 | 10[2] | 500 | 25 | 600 | 500 | 8 | 400 | 30 | 100 | |
| 2N5109 | ТО-39 | 2,5 | 20 | 40 | 0,4 | 60 | 50 | 3 | 1500 | 70 | 15 | 200 | | | Малошумящий, популярный |
| 2N5179 | ТО-72 | 12 | 20 | 20 | 0,05 | 70 | 3 | 0,7 | 1500 | 10 | 20 | 200 | 0,02 | 500 | Малошумящий |
| 2N5994 | Без корпуса | 35 | 30 | 65 | 5 | — | — | 70 | — | — | 10 | 100 | 35 | 175 | Мощный СВЧ |
| 2N6267 | То же | 20 | 50 | 50 | 1,5 | — | — | 13 | — | 10 | 10 | 2000 | 10 | 2000 | Мощный микроволновый диапазон |
| 2N6604 | » | 0,5 | 15 | 25 | 0,05 | — | — | — | 5500 | 30 | 16 | 1000 | — | — | Малосигнальный для микроволнового диапазона |
| MRF931 | » | 0,05 | 5 | 10 | 0,005 | 70 | 0,25 | 0,4[3] | 3000 | 2 | 12 | 1000 | — | — | Для телеметрической аппаратуры с питанием от батарей |

[1] Поскольку база обратно смещена, когда напряжение на коллекторе резонансной схемы повышается, то в качестве $U_{КБО}$ часто указывают напряжение пробоя перехода коллектор—база.
[2] Минимум.
[3] При $U_{КБ}$=1 В.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

### 13.08. Модульные усилители

Из предыдущего рассмотрения усилителей высоких частот можно видеть, что разработка качественного высокочастотного усилителя очень трудоемка, связана с очень грубыми расчетами и требует проведения многочисленных испытаний конструкции. К счастью, более дюжины поставщиков выпускают усилительные *модули* в законченном виде, заключенные в корпусе, причем разнообразие их конфигураций таково, что может удовлетворить практически любым требованиям. Действительно, в виде законченного модуля можно получить почти каждый ВЧ-узел, включая генераторы колебаний, смесители, модуляторы, аттенюаторы, управляемые напряжением, накопители и делители мощности, циркуляторы, гибридные волноводные соединители, направленные ответвители мощности и т. д. Некоторые из этих схемных элементов мы будем рассматривать в разд. 13.12.

В большинстве случаев ВЧ-усилители выпускаются в виде тонкопленочных гибридных интегральных схем с коэффициентом усиления, заданным в широкой полосе частот; они встроены в 4-штырьковый транзисторный корпус. Два штырька являются выводами входной и выходной цепей с общепринятым полным сопротивлением 50 Ом, а остальные штырьки предназначены для заземления и соединения с источником постоянного тока. В продажу поступают различные усилители: одни из них отличаются низким уровнем шумов, другие — большой мощностью или большим динамическим диапазоном. Усилители могут предназначаться либо для работы в очень широкой области частот, либо для определенной полосы частот, используемой в связи. Например, UTO-514 фирмы Avantek имеет усиление 15 дБ в полосе частот от 30 до 200 МГц, коэффициент шума 2 дБ (максимум) и неравномерность усиления в полосе частот $\pm 0{,}75$ дБ. Устройство размещается в 4-штырьковом корпусе транзистора TO-8.

Гибридные усилители могут использоваться как сами по себе, так и в качестве каскада усиления, обычно их включают в полосовые линии (разд. 13.20). Чтобы еще больше облегчить жизнь, изготовители решили выпускать усилители в блочном исполнении в виде специальных модулей. Эти «зверюшки» обычно представляют собой небольшие металлические коробочки размером $5 \times 5 \times 2{,}5$ см с высокочастотными коаксиальными разъемами типа SMA на входе и выходе. Чтобы дать вам представление о том, что вы можете приобрести, мы пролистали весь каталог фирмы Avantek и пришли к следующему выводу: UTC2-102 — прекрасный малошумящий усилитель с усилением 29 дБ и коэффициентом шума 1,5 дБ в полосе частот от 30 до 200 МГц. Более широкую полосу имеет AMG-502, который работает в полосе от 5 до 500 МГц с коэффициентом шума 2,8 дБ и усилением 27 дБ. Усилитель AWL-500 перекрывает область частот 0,001—500 МГц с коэффициентом шума 5 дБ и усилением 25 дБ. Все эти усилители имеют неравномерность частотной характеристики $\pm 1$ дБ. В целом выпускаемые усилители перекрывают область частот до 18 ГГц, и при их построении

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



используется современная технология, вплоть до полевых транзисторов на GaAs.

Усилители, работающие в узкой полосе частот, могут быть оптимизированы с целью снизить уровень шума; имеются высококачественные усилители такого рода, предназначенные для систем связи. Например, приемник сигналов от спутников Avantek AW-4286 с усилением 60 дБ ($\pm 5$ дБ) в полосе 3,7—4,2 ГГц с феноменальным коэффициентом шума 1,5 дБ или AM-7724, работающий в полосе 7,25—7,75 ГГц, имеющий усиление 35 дБ ($\pm$ 0,25 дБ) при коэффициенте шума 1,8 дБ.

Коммерческая конкуренция в отношении усилительных модулей столь же сильна, как и для других ВЧ-модульных компонентов. Законченные усилительные модули выпускают Aertech/TRW, Avantek, Aydin Vector, Hewlett — Packard, Narda, Scientific Communications и Watkins — Johnson. Если требуется построить ВЧ-систему, вы должны хорошо проштудировать каталог и выбрать модули для компоновки системы. Потом остается лишь закрепить их все на плате и соединить между собой коаксиальным кабелем.

## ЭЛЕМЕНТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СХЕМ

### 13.09. Соединительные линии

Прежде чем приступать к рассмотрению соединений между схемами, необходимо кратко коснуться вопросов линий передач. Ранее, в гл. 9, обсуждались волновое сопротивление и проблема концов линии в связи с передачей цифровых сигналов. Линии передач играют важную роль и в радиочастотных схемах, где они используются как путепровод для сигналов от одного участка к другому внутри схемы и часто к антенному комплексу. Линии передачи представляют собой одно из важных исключений по отношению к основному принципу (см. гл. 1), согласно которому полное сопротивление источника сигналов в идеале должно быть малым по сравнению с сопротивлением нагрузки, создаваемым возбуждаемой цепью, а нагрузка должна иметь входное сопротивление, большее по сравнению с сопротивлением источника, на нее включенного. Эквивалентное правило для линий передач заключается в том, что нагрузка (и, возможно, источник) должна иметь сопротивление, равное волновому сопротивлению линии. Линия в этом случае «согласована».

Линии передач для сигналов не слишком высоких частот (скажем, до 1000 МГц) бывают в основном двух типов: параллельные проводники и коаксиальные линии. Первые обычно представляют собой недорогой сбитый «двужильный» провод с волновым сопротивлением 300 Ом, используемый для передачи сигнала от телевизионной антенны к приемнику, а вторые широко используются в виде коротких отрезков с разъемами BNC для передачи сигналов между приборами (рис. 13.14).

В схемах СВЧ-диапазона применяется техника полосковых линий, при которой параллельные проводники линий передачи являются частью рабочей цепи, а на более высоких «микроволновых» частотах (скажем, свыше 2 ГГц) обычные элементы схем и линии передач заменяются резонаторами и волноводами соответственно. За

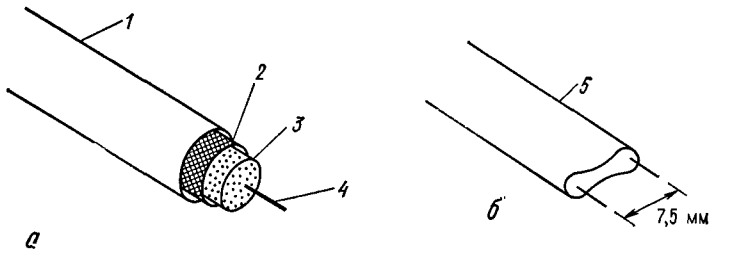



Рис. 13.14.

*а* — коаксиальный кабель RG=58/u ($Z_0$=50 Ом); *б* — двухпроводная линия 300 Ом; *1* — поливинилхлоридная оболочка диаметром 5 мм; *2* — экранирующая медная оплетка; *3* — полиэтилен; *4* — внутренний проводник из меди ∅=0,8 мм; *5* — литой ПХВ-изолятор.

исключением этих экстремальных частот, в большинстве радиочастотных схем, вероятно, лучше всего выбрать хорошо знакомые коаксиальные кабели. По сравнению с линией из параллельных проводников согласованные коаксиальные линии, будучи целиком экранированными, обладают некоторым преимуществом, поскольку исключают влияние излучения и наводок от внешних сигналов.

***Волновое сопротивление и согласование.*** Линия передачи, в любой своей форме, имеет «волновое сопротивление» $Z_0$, означающее, что волна, бегущая вдоль линии, имеет соотношение напряжение/ток, равное $Z_0$. В линиях без потерь $Z_0$ чисто активное и равно $\sqrt{L/C}$, где $L$ — индуктивность, а $C$ — емкость на единицу длины. Полное сопротивление типичной коаксиальной линии лежит в пределах 50—100 Ом, в то время как линии с параллельными проводниками имеют диапазон сопротивлений 300—1000 Ом.

При работе с сигналами высокой частоты (или с короткими временами нарастания) важно «согласовать» нагрузку с волновым сопротивлением линии. Основными моментами являются следующие: а) линия передачи, заканчивающаяся нагрузкой, имеющей сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, будет передавать импульс в оконечное устройство без искажений. В этом случае вся мощность сигнала попадает в нагрузку; б) сопротивление такой линии конечной длины на любой частоте с любого ее конца равно ее волновому сопротивлению (рис. 13.15).

Это является неожиданным, во-первых, потому, что на низких частотах вы привыкли думать о длинном коаксиальном кабеле как о небольшой емкостной нагрузке, в основном с достаточно высоким (емкостным) импедансом. Кроме того, на низких частотах (длина волны много больше длины кабеля) отсутствует необходимость в согласовании сопротивления линии при условии, что вы можете обеспечить перезаряд ее емкости (обычно 100 пФ на метр длины). Во-вторых, если кабель заканчивается резистором, то он вдруг непонятным образом становится чисто активным сопротивлением при всех частотах.



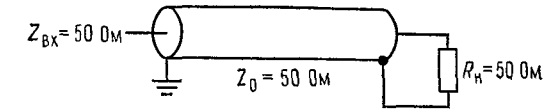



Рис. 13.15. Отражений нет, вся мощность выделяется в нагрузке.

***Несогласованные линии передач.*** Некоторый интерес представляют несогласованные линии, свойства которых иногда бывает полезно использовать. В линиях, закороченных на конце, образуется отраженная волна противоположной полярности, причем время задержки отраженной волны определяется электрической длиной линии (скорость распространения волны в коаксиальном кабеле составляет примерно 2/3 скорости света в вакууме, так как волна проходит по твердому диэлектрику). Это связано с тем, что в закороченном контуре на конце имеется точка нулевого потенциала и соблюдение этого граничного условия в кабеле требует возникновения волны противоположной фазы на короткозамкнутом конце. Точно так же для разомкнутого кабеля (граничные условия нулевого тока на конце) получается неинвертированное отражение с амплитудой, равной амплитуде подаваемого сигнала.

Эти свойства закороченного кабеля иногда используют для генерации коротких импульсов ступенчатой формы. Ступенька напряжения

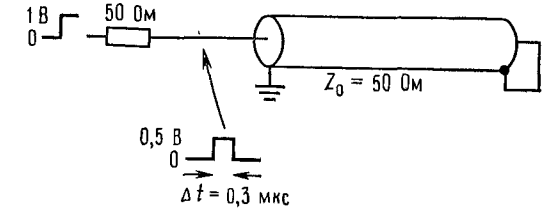



Рис. 13.16. Генерация импульсов с помощью короткозамкнутой линии передач (инвертированное отражение).

Длина кабеля 30,5 м, $Z_0$=50 Ом, скорость = $2 \cdot 10^8$ м/с.

подается на вход кабеля через сопротивление, равное $Z_0$, причем с другого конца кабель закорочен. На входе кабеля образуется прямоугольный импульс, так как отраженная ступенька гасит входной сигнал; при этом длительность импульса равна времени прохода ступеньки туда и обратно (рис. 13.16).

В кабелях конечной длины с сопротивлением $R \neq Z_0$ также формируется отраженная волна, хотя и меньшей амплитуды. Если $R < Z_0$, то отраженная волна инвертируется, если $R > Z_0$, то не инвертиру-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ется. Отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей волны определяется выражением

$$A_{отр}/A_{пад} = (R - Z_0)/(R + Z_0).$$

***Линии передач в частотной области.*** В частотной области согласованная линия передачи с удаленным концом рассматривается как нагрузка, имеющая импеданс $Z_0$, т. е. если потери в линии незначительны, то линия передачи — чисто активная нагрузка. Физический смысл этого утверждения состоит в том, что раз линия восприняла любую вашу волну, то вся мощность выделится на согласующем резисторе. Это правило независимости от длины кабеля или длины волны. Но когда вы имеете дело с несогласованными линиями, приходится рассматривать поведение линии в частотной области. Так как при данной длине линии навстречу входному сигналу возникает отраженная волна, фаза которой (по отношению к сигналу) зависит от частоты, полное сопротивление со стороны входа зависит от степени несогласования и электрической длины, измеренной в длинах волн.

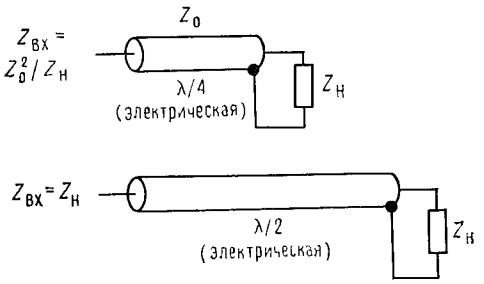


Рис. 13.17.

Так, например, входной импеданс линии, длина которой равна нечетному числу λ/4 [1] и которая заканчивается на дальнем конце нагрузкой с импедансом $Z_н$, равен $Z_{вх} = Z_0^2/Z_н$. Если нагрузка активная, то и входной импеданс будет активным. С другой стороны, линия, длина которой равна целому числу полуволн, имеет входное сопротивление, равное сопротивлению на ее конце (рис. 13.17).

Наличие в линии передачи отраженной волны не всегда плохо. При работе на одной частоте несогласованной линией можно управлять (с помощью линейного тюнера) путем согласования ее результирующего входного сопротивления, причем потери в линии будут весьма незначительно превышать потери в линии с согласованной нагрузкой (благодаря увеличению напряжения и тока при той же первичной мощности). Но у несогласованных линий свойства меняются на различных частотах (известная «схема Смита» может быть использована для определения полного сопротивления линии передачи и коэффициента стоячей волны (КСВ) — меры амплитуды отраженных волн), что нежелательно для широкополосных и многочастотных применений. В общем следует нагружать линию передач волновым сопротивлением, по крайней мере со стороны приемного конца.

[1] λ — длина волны. — *Прим. ред.*



## 13.10. Отрезки линий, согласующие устройства и трансформаторы

Есть несколько интересных применений линий передач, в которых либо используются свойства несогласованных отрезков, либо необычным образом используются секции линий общего пользования. Например, четвертьволновые согласующие отрезки, для которых выполняется соотношение $Z_{вх} = Z_0^2/Z_н$. Это выражение можно представить как $Z_0 = (Z_{вх}Z_н)^{1/2}$. Другими словами, с помощью четвертьволновых отрезков можно согласовать любые два импеданса путем подбора согласующей секции с подходящим волновым сопротивлением.

Аналогично короткие линии передач («отрезки») можно использовать для «настройки» несогласованной нагрузки, располагая «отрезки» поперек или последовательно по отношению к несогласованной линии, точно подбирая при этом длину отрезка, тип его окончания (замкнутый или разомкнутый) и его положение непосредственно вдоль несогласованной линии. В этом случае отрезки работают фактически как схемные элементы, а не как линии передач. При очень коротких волнах использование секций линий передач в качестве элементов схемы — обычное явление (рис. 13.18).

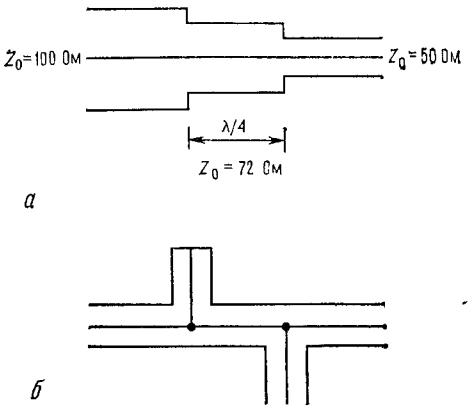


Рис. 13.18.
*а* — четвертьволновая согласующая секция; *б* — согласующие отрезки.

Секции линии передач (или трансформатор из нескольких соединенных между собой обмоток) можно использовать для построения «baluns» — устройств, согласующих несбалансированную линию (коаксиальную) со сбалансированной нагрузкой (например, антенной). Есть простые конфигурации, которые создают согласование одновременно с фиксированным преобразованием импеданса (обычно 1 : 1 или 4 : 1). Вероятно, самыми удачными схемными элементами, построенными из линий, являются широкополосные преобразователи. Эти устройства представляют собой либо просто несколько витков миниатюрного коаксиального кабеля, либо это пара скрученных проводов, намотанная на ферритовый стержень с соответствующими соединениями. В них отсутствуют высокочастотные ограничения, присущие обычным трансформаторам (вызываемые резонансным сочетанием паразитной емкости и индуктивности обмотки), так как катушка устроена таким образом, что емкость и индуктивность обмотки образуют линию передач, свободную от резонансов. Они могут обеспечивать различные коэффициенты преобразования полного сопротивления с поражающи-



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ми широкополосными характеристиками (например, от 0,1 до 500 МГц потери составляют меньше 1 дБ) — свойство, не присущее преобразователям, сконструированным на основе простой катушки с индуктивной связью. Преобразователи на отрезках линий в виде модулей выпускаются Vari-L Co, Mini-Circuits Laboratory и многими другими изготовителями. На рис. 13.19 показано несколько примеров преобразователей и трансформаторов, используемых в линиях.

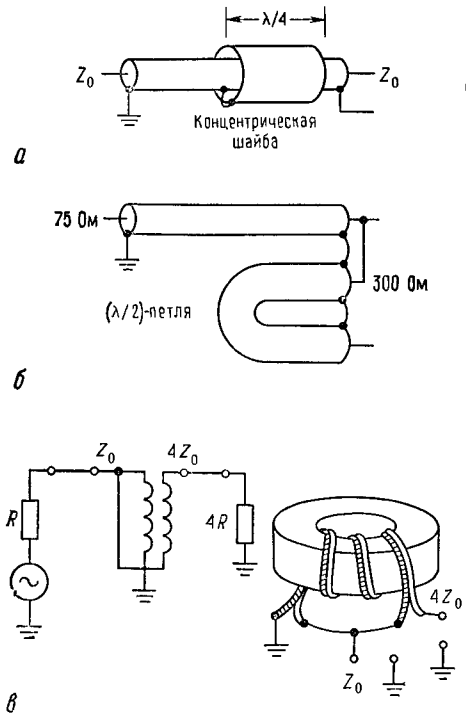



Рис. 13.19. Трансформаторы на линиях передач.

*а* — резонансный волновод; *б* — резонансная петля; *в* — трансформатор 4 : 1 для согласования линий передач

## 13.11. Резонансные усилители

В высокочастотных схемах, предназначенных для связи или других применений, где рабочая частота ограничена узкой областью, принято использовать настроенные *LC*-цепи в качестве нагрузки коллектора или стока. Это дает несколько преимуществ: а) большее усиление в одном каскаде, поскольку нагрузка представляет собой высокое полное сопротивление на частоте сигнала ($K_U = g_m Z_н$) и в то же время допускается произвольный ток покоя; б) исключаются нежелательные эффекты емкостной нагрузки, так как контур *LC* «встраивает» любую емкость, — она становится частью настраиваемой емкости схемы; в) упрощается межкаскадная связь, поскольку от *LC*-цепи можно делать ответвления или организовывать трансформаторную связь и даже строить резонансные согласованные цепи, как, например, П-образные четырехполюсные фильтры, чтобы получить любое желаемое согласование сопротивлений; г) благодаря частотной селективности настраиваемого контура отсутствуют шумы и сигналы с частотами, не входящими в полосу.

***Примеры настраиваемых схем ВЧ.*** При обсуждении схем связи мы рассмотрим резонансный ВЧ-усилитель в его «естественном окружении» Здесь же мы просто приведем несколько примеров применения настраиваемых контуров в генераторах и усилителях. На рис. 13.20 изображена схема классического резонансного усилителя



Полевой транзистор с двумя затворами обедненного типа позволяет избавиться от эффекта Миллера благодаря использованию нижнего затвора в качестве входного [1]. Когда нижний затвор заземлен по постоянному току, через каскад идет ток $I_{CO}$. Параллельный *LC*-контур настраивается на центральную частоту усиления, причем выход отделен от нагрузки с помощью повторителя на $T_2$. Поскольку на стоке +10 В, выходной повторитель требует большего коллекторного напряжения. Этот тип схемы имеет очень большое усиление в резонансе, ограничиваемое добротностью *Q* *LC*-контура и нагрузкой в виде повторителя.

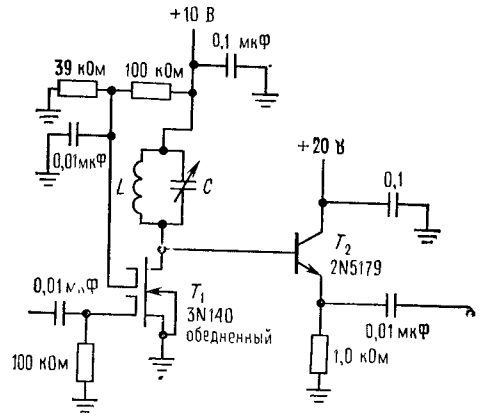



Рис. 13.20. Резонансный усилитель (каскодный) на полевом МОП-транзисторе с двумя затворами.

В схеме, приведенной на рис. 13.21, частота генератора устанавливается с помощью тщательно сконструированного перестраиваемого *LC*-контура. Эта схема ГПЧ (генератора переменной частоты) применяется в качестве настроечного элемента в некоторых передатчиках и приемниках, а также как источник радиочастотных сигналов изменяемой частоты. В этом генераторе ПТ с *p* — *n*-переходом обеспечивает необходимое усиление мощности благодаря положительной обратной

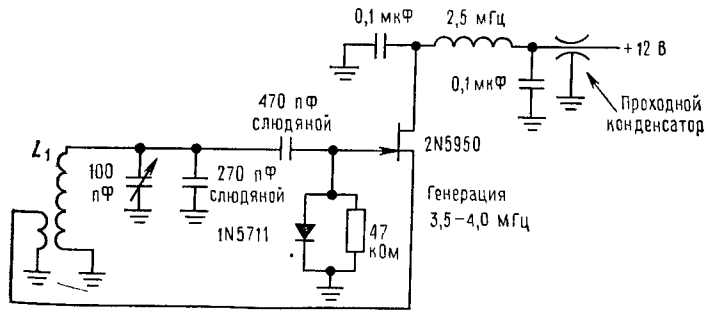



Рис. 13.21. LC-генератор на полевом транзисторе с *p*—*n*-переходом.

связи от истока через $L_1$. $L_1$ имеет несколько меньшее число витков во вторичной обмотке, обеспечивая усиление по напряжению и, следо-

[1] Верхний, заземленный по сигналу затвор «экранирует» сток от нижнего затвора, тем самым емкость между стоком и входом («проходная» емкость) становится менее 0,1 пФ.— *Прим. ред.*



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

вательно, генерацию. Добавив варикапный диод, который работает как конденсатор с управляемой напряжением емкостью, вы можете создать такой генератор перестраиваемой частоты. Отметим, что использование на выводах источника питания проходного конденсатора и развязывающего ВЧ-дросселя практикуется почти во всех радиочастотных схемах.

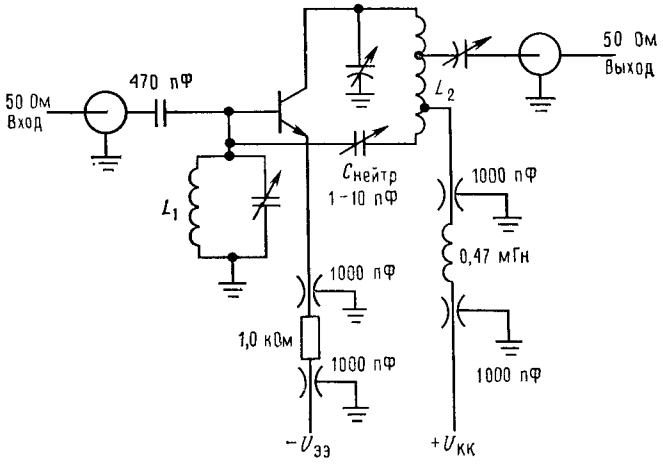



Рис. 13.22. Резонансный ВЧ-училитель на 200 МГц с нейтрализацией.
$L_1$ — 3 витка на каркасе № 18; 6 мм — внутренний размер, 5 мм — длина; $L_2$ — $5^1/_2$ витка на каркасе № 16; 8 мм — внутренний размер, 12 мм — длина.

На рис. 13.22 приведена схема усилительного каскада на 200 МГц на транзисторе с общим эмиттером. В этой схеме осуществлена нейтрализация проходной емкости путем задания на вход тока противоположной фазы, компенсирующего ток емкостной связи, протекающий с выхода на вход. $C_{нейтр}$ — нейтрализующий конденсатор, подключенный к части коллекторной обмотки, в которой фаза противоположна по отношению к коллекторному напряжению. В этой схеме согласование выходного импеданса с линией также осуществляется автотрансформаторным отводом от коллекторного $LC$-контура, что является простым, но грубым методом.

Последняя схема (рис. 13.23) представляет собой ВЧ-усилитель на 25 кВт, в котором используется триод с нулевым смещением на заземленной сетке. До сих пор в высокомощных радиочастотных усилителях используются вакуумные лампы, так как полупроводниковые приборы не обладают необходимыми характеристиками. Конфигурация с заземленной сеткой не требует компенсации. Выходная цепь представляет собой известный П-образный четырехполюсник, подключенный через блокирующий конденсатор $C_8$. $C_9$, $L_4$ и $C_{10}$ образуют четырехполюсник, причем их значения определяются желаемой резонансной частотой, необходимой трансформацией полного сопротивления и добротностью $Q$ нагрузки ($Q$, или добротность, является мерой остроты резонанса, см. разд. 1.22). ВЧ-дроссель на выходе предотвращает появление напряжения постоянного тока, а ВЧ-дроссель в анодной цепи используется для задания анодного напряжения в соответствии с амплитудой сигнала на рабочей частоте.



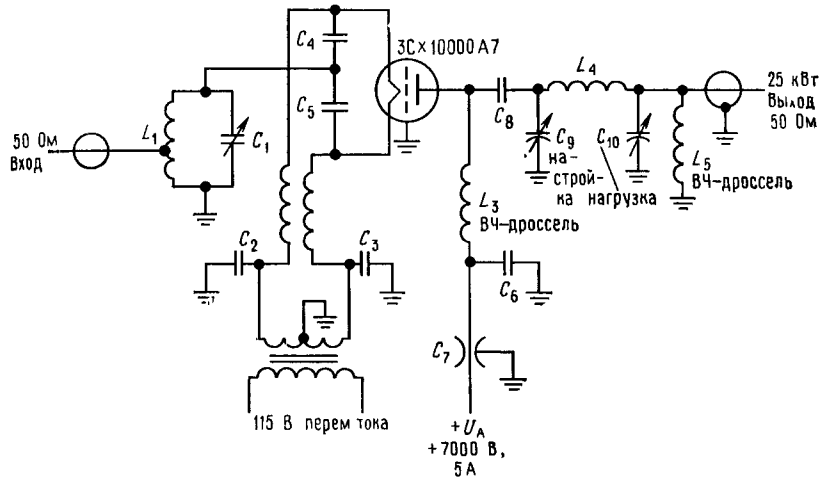



Рис. 13.23 Мощный ВЧ-усилитель (25 кВт на выходе) на триоде с заземленной сеткой.

## 13.12. Элементы ВЧ-схем

В радиочастотных (ВЧ) схемах используются специализированные модули нескольких видов, которые не имеют эквивалентов в низкочастотных схемах. Прежде чем описывать ВЧ-схемы, предназначенные для связи, рассмотрим некоторые элементы, широко используемые для генерации и детектирования радиочастотных сигналов.

***Генераторы.*** Если высокая стабильность не важна, то простой $LC$-генератор, о котором только что говорилось, можно успешно применить для получения радиочастотных сигналов с регулировкой частоты в диапазоне октавы и более путем варьирования либо $C$, либо $L$ (в последнем случае его иногда называют генератором с изменяемой индуктивностью). Если тщательно спроектировать генератор и внимательно отнестись к деталям конструкции, можно создать генераторы переменной частоты (ГПЧ), у которых дрейф за несколько часов составит менее нескольких миллионных. Такие генераторы полностью удовлетворяют всем требованиям при использовании в приемниках и некритичных передатчиках. $LC$-генераторы могут работать в диапазоне от звуковых частот до сотен мегагерц.

Так же как и усилительные модули, о которых говорилось в разд. 13.08, легкодоступны герметизированные модули генераторов с

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

прекрасными параметрами. В модулях настраиваемых генераторов для управления рабочей частотой от внешнего постоянного напряжения используются варикапы (диоды с емкостью, зависящей от напряжения). В любительском варианте перестраиваемого генератора для частот в области гигагерц в качестве магнитно настраиваемой в резонанс полости используется сфера из железоиттриевого граната (YIG — ЖИГ); ЖИГ-перестраиваемые генераторы обеспечивают высокую спектральную чистоту и линейность настройки.

Высокой стабильностью обладают генераторы, в которых для установки рабочей частоты используются кристаллы кварца. Различные кристаллические резонаторы, свойства которых определяются условиями выращивания, могут обеспечить стабильность порядка $10^{-6}$ с температурным коэффициентом около $10^{-6}$ 1/град. Температурно-стабильный кварцевый генератор (ТСКГ), в котором для компенсации сдвига частоты колебаний кристалла используется конденсатор с известным температурным коэффициентом, обеспечивает стабильность частоты порядка $10^{-6}$ в области температур от 0 до +50°С и больше. Предельными параметрами обладают генераторы, у которых кристалл термостатируется. Стабильность по времени и температуре у них достигает приблизительно $10^{-12}$. Даже в так называемых атомных стандартах частоты (цезий, рубидий) фактически используют кварц в качестве основного осциллирующего элемента, причем его частота при необходимости регулируется для совмещения с собственными частотами атомных переходов.

Генераторы на кристаллических резонаторах, выпускаемые промышленностью, охватывают область частот от 10 кГц до 100 МГц, т. е. весь диапазон, о котором здесь упоминалось. Имеются даже генераторы в малых корпусах DIP (двухрядные корпуса ИМС) и в корпусах транзисторов типа ТО-5 с логическими выходами. Для кварцованных генераторов возможна лишь незначительная электрическая перестройка, поэтому при заказе генератора или кристаллического резонатора необходимо указывать частоту.

Если требуются одновременно и возможность перестройки, и высокая стабильность, то лучше использовать синтезатор частот. Если приложить некоторые усилия, то он будет генерировать любую нужную частоту при единственном опорном источнике стабильной частоты, обычно кварцевом резонаторе на 10 МГц. Синтезатор, управляемый от рубидиевого эталонного элемента (стабильностью $\sim 10^{-12}$), является превосходным источником сигналов [1].

***Смесители/модуляторы.*** Схемы, которые формируют на своем выходе произведение двух входных аналоговых сигналов, широко используются в радиотехнике и называются модулятором, смесителем, синхронным детектором или фазовым детектором. Простейшей формой модуляции, как вы скоро увидите, является амплитудная модуляция (АМ), при которой *несущий* сигнал высокой частоты изменяется по амплитуде в соответствии с медленно меняющимся *модулирующим* сигналом. Перемножитель сигналов, очевидно, выполняет при этом свою прямую функцию. С помощью таких схем можно и управлять коэффициентом усиления, если на один из входов задавать управляющее постоянное напряжение. Для этой цели применимы некоторые ИМС, например МС1495 и МС1496.

Смесители — это схемы, которые, имея на входах два сигнала, формируют на выходе сигнал суммы или разности частот этих сигналов. Из тригонометрического уравнения

$$\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t = {}^1/_2\cos(\omega_1+\omega_2)t + {}^1/_2\cos(\omega_1-\omega_2)t$$

видно, что четырехквадрантный перемножитель — устройство, выполняющее функцию умножения двух входных сигналов любой полярности,— фактически является смесителем. Если подать на его вход два сигнала с частотами $f_1$ и $f_2$, то на выходе появятся сигналы с частотами, равными $f_1+f_2$ и $f_1-f_2$. Смеситель, на один вход которого подается сигнал частотой $f_0$, а на другой — сигнал с полосой, расположенной вблизи нулевой частоты (полоса, ограниченная частотой $f_{max}$), будет формировать на выходе сигналы с полосой частот, симметричной относительно $f_0$, меняющиеся от $f_0-f_{max}$ до $f_0+f_{max}$ (спектр амплитудной модуляции см. в разд. 13.14).

Нет необходимости формировать точное аналоговое произведение для смешения двух сигналов. Фактически при любой нелинейной комбинации двух сигналов будет получаться сумма и разность частот. Возьмем, например, квадратичное нелинейное преобразование суммы двух сигналов:

$$(\cos\omega_1 t+\cos\omega_2 t)^2 = 1+{}^1/_2\cos 2\omega_1 t + {}^1/_2\cos 2\omega_2 t+\cos(\omega_1+\omega_2)t+\cos(\omega_1-\omega_2)t.$$

Этот вид нелинейности можно получить (грубо), если два небольших сигнала подавать на прямосмещенный диод. Заметим, что при этом вы наряду с суммой и разностью частот получите и высшие гармоники отдельных сигналов. «Балансным смесителем» называют схему, у которой на выходе формируются только сумма и разность частот, а входные сигналы и их гармоники на выход не проходят. Четырехквадрантный перемножитель является балансным смесителем, а нелинейный диод — нет.

Для построения смесителей используют: а) просто нелинейные свойства транзисторов или диодов, обычно диодов Шоттки; б) полевые транзисторы с двумя затворами, причем на каждый затвор подается один сигнал; в) ИМС аналоговых перемножителей типа МС1495, МС1496, μA796 или 5596; г) балансные смесители на трансформаторах и диодных матрицах (выпускаются обычно в виде герметизированных модулей под названием «смесители с двойной балансировкой»). Типич-

[1] Синтезатор частот проще всего строится с помощью цифровых счетчиков и контура фазовой автоподстройки частоты. Он допускает цифровое управление частотой и обеспечивает стабильность, равную стабильности опорного источника.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ным примером последних является дешевый смеситель с двойной балансировкой SBL-1 фирмы Mini-Circuits, работающий в диапазоне от постоянного тока до 500 МГц, с разделением сигналов от 30 до 50 дБ и с потерями на преобразование несколько децибелов. Смесители широко используются в гетеродинных приемниках, а также для генерации радиочастотных сигналов с произвольной частотой; в них допускается сдвиг сигнала вверх или вниз по частоте без изменения его спектра. Кратко опишем их работу.

***Умножители частоты.*** Для генерации сигналов с частотой, кратной входному сигналу, часто применяют нелинейные схемы. Это особенно удобно, если требуется получить очень стабильный высокочастотный сигнал с частотой, превышающей область хороших кварцевых генераторов. Самый распространенный метод — это сместить усилительный каскад в область сильной нелинейности, а затем использовать на выходе *LC*-контур, настраиваемый на частоту, кратную входному сигналу. Это можно осуществить, применив биполярные транзисторы, ПТ и даже туннельные диоды. Перемножители типа 1496 на низких частотах могут использоваться как эффективные удвоители, если подать входной сигнал на оба входа и таким образом получить квадрат входного напряжения. Квадрат синусоидальной волны содержит только частоту второй гармоники. Выпускаются и модули удвоителей частоты, в которых использованы балансные смесители; они весьма широкополосны (обычно от 50 кГц до 150 МГц). В качестве умножителей используются и такие экзотические приборы, как SNAP [1], диоды и варикапы. Схемы умножителей частоты должны иметь на выходе настраиваемый контур или же после них должны следовать резонансные усилители, так как обычно в нелинейных схемах генерируется много гармоник входного сигнала.

***Аттенюаторы, волноводные тройники, циркуляторы.*** Существует несколько весьма полезных пассивных устройств, служащих для управления амплитудой и направлением сигналов ВЧ, проходящих между схемными модулями. Все они являются компонентами широкополосных линий передач (или волноводов) и должны вставляться в линии с постоянным сопротивлением, обычно равным 50 Ом. Эти устройства в большом количестве выпускаются в виде модулей.

Простейшим из них является аттенюатор — прибор, предназначенный уменьшать амплитуду сигнала. Аттенюаторы изготовляются либо с большой ручкой управления и точно калиброванными ступеньками ослабления, либо управляемые напряжением. Последние представляют собой просто балансный смеситель, у которого ток управления задается на один из перемножаемых входов. Волноводные тройники (также известные как «разгоны», магические Т, 3-дБ ответвители, равносторонние или ИЗО-Т) — искусно построенная линия передачи с 4 портами (входами-выходами). Сигнал, подаваемый на любой порт, на двух ближайших портах имеет определенный сдвиг фаз (обычно 0 или 180°). Ответвитель, у которого один порт нагружен на волновое сопротивление, называется 3-портовым «разветвителем (собирателем) мощности».

[1] Диоды с накоплением заряда и резким ступенчатым восстановлением обратного сопротивления.— *Прим. ред.*



Чтобы сделать разветвитель/собиратель многопортовым, его строят каскадами. Ближайшим родственником ответвителей является устройство связи направленного действия — трехпортовый прибор, в котором небольшая часть проходящей на выход волны ответвляется в третий порт. В идеальном случае на третьем порту нет выхода для волны, идущей в противоположном направлении.

Самыми волшебными свойствами в этой главной группе устройств обладают циркуляторы и вентили-разделители. Благодаря использованию экзотических ферритовых материалов и магнитных полей в них достигается невозможное: передача волны только в одном направлении. Вентиль-разделитель имеет два порта и допускает передачу только в одном направлении. Циркуляторы имеют три или более портов, и они передают входящий на каком-либо порту сигнал только к следующему в ряду порту.

***Фильтры.*** Как будет видно из дальнейшего, при конструировании радиочастотных схем часто бывает необходима частотная избирательность. Хорошим примером избирательной системы может служить простой настраиваемый *LC*-усилитель, у которого острота пика характеристики определяется добротностью $Q$ контура *LC*. Эта добротность зависит от потерь в индуктивности и конденсаторе, а также от нагрузки, образуемой присоединенной схемой. Сравнительно высокую добротность, достигающую нескольких сотен, получить довольно легко. На высоких частотах обычные *LC*-цепи заменяются полосковыми линиями, в области микроволн используются полые резонаторы, но основная идея остается той же. При необходимости резонансные схемы можно также использовать для *подавления* определенных частот.

Если необходимо иметь фильтр, пропускающий очень узкую полосу частот без ослабления сигнала с резкими спадами на границах полосы, то такой полосовой фильтр с превосходными свойствами можно создать, используя пьезоэлектрический (керамический или на кристалле кварца) или механический резонатор. Промышленностью выпускаются 8- и 16-полюсные пьезокристаллические фильтры Баттерворта с центральной частотой в пределах от 1 до 50 МГц и шириной полосы от самой маленькой, в несколько сотен герц, до нескольких килогерц. Эти фильтры чрезвычайно полезны для получения высокой избирательности приемников и для высококачественной генерации модулированных сигналов. Фильтры с поверхностными акустическими волнами (ПАВ) стали популярными и дешевыми недавно. Они тоже могут иметь плоскую характеристику пропускания с очень крутыми краями. Этот очень важный параметр обычно выражается в виде «фактора формы»; напри-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

мер, отношение ширины полосы для —3 дБ к ширине полосы для —40 дБ может достигать величины 0,9. Чаще всего фильтры ПАВ используются в телевизионных приемниках и кабельных системах для ограничения полосы пропускания приемника.

Конечно, если не требуется такая узкая полоса пропускания, можно строить фильтры с увеличенным числом резонансных $LC$-секций. В приложении 3 приведены примеры некоторых $LC$-фильтров верхних и нижних частот.

***Детекторы.*** Извлечение информации из модулированного радиочастотного сигнала основано на *детектировании* — процессе выделения модулирующего сигнала на фоне «несущей». В зависимости от вида модуляции (АМ, ЧМ, на одной боковой полосе и др.) имеется несколько методов детектирования. Обсуждение этой важной темы мы будем проводить вместе с вопросами организации связи.

#### РАДИОСВЯЗЬ: АМ

Поскольку ВЧ-диапазон наибольшее применение находит в технике связи, важно разобраться в процессах модуляции и демодуляции сигналов, т. е. как используются радиочастоты при переносе информации от одного места в пространстве к другому. Кроме того, как вы будете себя чувствовать, если не сможете ответить на вопрос, как работает радио, и это после изучения курса электроники?

### 13.13. Некоторые принципы связи

В теории связи мы говорим о «каналах» связи, т. е. о способе передачи информации от А к Б. Например, каналы могут быть кабельными или в виде линий из оптического волокна. Радиочастотный канал связи охватывает спектр электромагнитных колебаний, который, грубо говоря, начинается с очень низких частот (НЧ) в несколько килогерц, проходит область «коротких волн» от нескольких мегагерц до нескольких десятков мегагерц (ВЧ), область очень высоких частот (СВЧ) и сверхвысоких (ультравысоких) частот (УВЧ), доходящих до нескольких сотен мегагерц, и микроволновую область, начинающуюся около 1 ГГц.

Сигнал, содержащий речь, переносится радиочастотным каналом благодаря тому, что он модулирует несущую частоту радиодиапазона. Важно понять, почему вообще это делается так, а не осуществляется прямая передача речи. Для этого имеются две основные причины. Во-первых, если бы информация передавалась в ее естественной полосе радиоволнами с очень низких частот (НЧ), то любые два сигнала стали бы перекрываться и служить помехой друг другу; т. е., кодируя информацию несущими частотами, находящимися в разных частях спектра, мы получаем сигналы на многих частотах и, таким образом, устанавливаем одновременно много каналов связи. Во-вторых, одни длины волн



более пригодны для генерации и распространения, другие менее. Например, в области от 5 до 30 МГц сигналы обходят Землю вокруг за счет многократных отражений от ионосферы, а в микроволновой области узкие направленные пучки можно формировать с помощью антенн умеренных размеров. Поэтому область ВЧ (коротких волн) используется для связи за линией горизонта, в то время как микроволновая область используется с ретрансляторами в пределах прямой видимости и в радиолокации.

Модуляцию несущего сигнала можно осуществлять несколькими путями. Грубо говоря, все методы имеют общее свойство, а именно модулированный сигнал занимает полосу частот, по крайней мере сравнимую с полосой модулирующего сигнала, т. е. полосой посылаемой информации. Таким образом, высокая точность воспроизведения при передаче звука получается при полосе не менее 20—40 кГц безотносительно к несущей частоте. Совершенно немодулированный сигнал имеет нулевую ширину полосы и не передает информацию. Передача низкоинформативного содержания, как, например, телеграфная связь, занимает относительно узкую часть спектра (возможно, 50—100 Гц), в то время как передача телевизионного изображения требует уже нескольких мегагерц. Следует отметить, что большая информация может переноситься каналом с данной шириной полосы, если отношение сигнал/шум (С/Ш) достаточно высоко. Такое «частотное сжатие» основывается на том, что «емкость канала» равна ширине полосы, умноженной на $\log_2$ (С/Ш).

### 13.14. Амплитудная модуляция

Начнем с простейшей формы модуляции (АМ), обращая внимание на ее частотный спектр и способы детектирования. Представим простой несущий сигнал, $\cos \omega_н t$, изменяемый по амплитуде под действием модулирующего сигнала более низкой частоты, $\cos \omega_м t$, в следующем виде:

$$\text{сигнал} = (1 + m \cos \omega_м t) \cos \omega_н t,$$

где $m$ — «индекс модуляции», меньший или равный 1 [1]. Раскрыв произведение, вы получите

$$\text{сигнал} = \cos \omega_н t + {}^1\!/_2 m \cos (\omega_н + \omega_м) t + {}^1\!/_2 m \cos (\omega_н - \omega_м) t,$$

т. е. энергия модулированного несущего сигнала сосредоточена на частоте $\omega_н$ и на частотах, отстоящих по обе стороны от $\omega_н$ и $\omega_м$. На рис. 13.24 изображены такой сигнал и его спектр. Здесь глубина модуляции $m$ равна 50%, а две боковые частоты несут каждая по 1/16 доли от энергии, содержащейся в несущем сигнале.

[1] Обычно при АМ говорят о глубине модуляции, а термин «индекс модуляции» относят к ЧМ.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Если модулирующий сигнал имеет сложную форму волны $[f(t)]$, как, например, речь, то амплитудно-модулированная волна определяется выражением

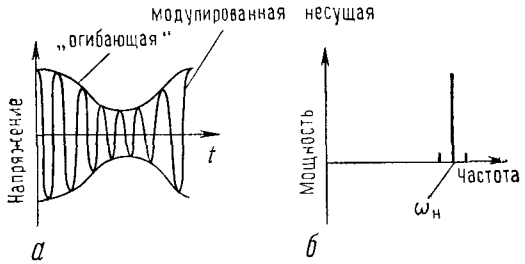



Рис. 13.24. Амплитудная модуляция.

$$\text{сигнал} = [A + f(t)] \cos \omega_н t,$$

где постоянная величина $A$ должна быть настолько большой, чтобы $A+f(t)$ всегда было положительным. Тогда спектр будет просто симметричной функцией относительно несущей частоты (рис. 13.25).

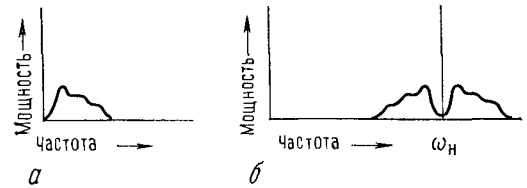



Рис. 13.25. Спектр АМ и полоса частот модуляции (речь).
*а* — модулирующий сигнал; *б* — несущая после АМ.

***АМ-генерация и детектирование.*** Генерация амплитудно-модулированных сигналов радиодиапазона легко осуществляется любым методом, при котором амплитуда сигнала управляется напряжением по линейному закону. Обычно изменяют напряжение питания ВЧ-усилителя (если модуляция осуществляется в выходном каскаде) или используют ИМС переумножителя, например, 1496. Если модуляция происходит на каскаде с низшим уровнем сигнала, то все последующие каскады должны быть линейными. Заметим, что при амплитудной модуляции модулирующий сигнал должен иметь постоянное смещение, чтобы он никогда не принимал отрицательное значение. Графически это показано на рис. 13.26.

Простейший приемник АМ (прямого усиления) состоит из нескольких перестраиваемых резонансных ВЧ-каскадов усиления, за которыми следует диодный детектор (рис. 13.27). Усилительные каскады обеспечивают избирательность по отношению к сигналам, отличающимся по частоте, и усиливают входные сигналы (уровень которых бывает

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



порядка микровольт) до уровня, необходимого для детектора. Последний просто выпрямляет ВЧ-сигнал, а затем восстанавливает плавную «огибающую» с помощью фильтра низких частот. Фильтр низких частот должен подавлять радиочастоты, в то время как звуковые частоты проходят неослабленными. Эта простая схема, как вы увидите, оставляет желать много лучшего. Фактически она представляет собой простой набор известных элементов.

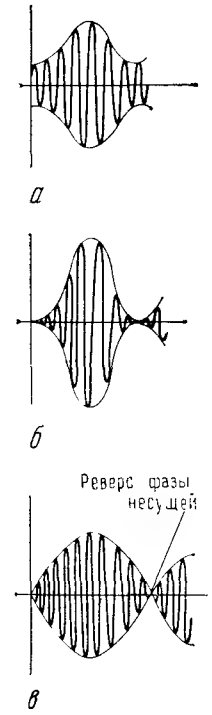



Рис. 13.26.
*а* — 50%-ная модуляция; *б* — 100%-ная модуляция; *в* — перемодуляция.

## 13.15. Супергетеродинный приемник

Приемники, состоящие из последовательно включенных ВЧ-усилителей, неудобны по нескольким причинам. Во-первых, отдельные каскады должны быть настроены на одну и ту же частоту, что требует либо очень большой координированности в работе с большим количеством ручек или же чрезвычайно точного согласования набора одновременно настраиваемых $LC$-контуров. Во-вторых, поскольку общая частотная избирательность определяется характеристиками всех усилителей в совокупности, форма полосы пропускания будет зависеть от точности настройки каждого усилителя; отдельные усилители не могут иметь столь узкополосную характеристику, как это хотелось бы, так как настройка в этом случае была бы практически невозможна. И поскольку принимаемый сигнал может быть любой частоты в пределах области настройки усилителей, нельзя использовать пьезофильтры для получения плоской полосы пропускания с резкими спадами по краям (крутые «фронты»), что обычно очень желательно.

Прекрасное решение этих проблем дает применение супергетеродинного приемника («супергетеродина»), показанного на рис. 13.28.

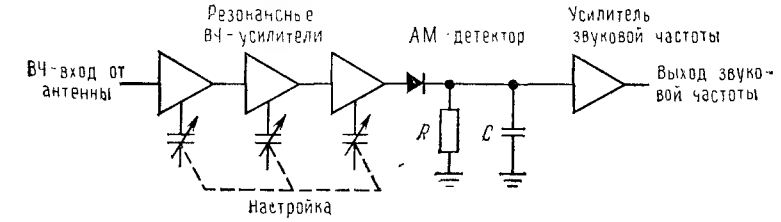



Рис. 13.27.

Поступающий сигнал усиливается одним каскадом ВЧ-усилителя, смешивается с сигналом локального генератора (ЛГ), и при этом полу-

чается сигнал фиксированной промежуточной частоты (ПЧ), в данном случае равной 455 кГц [1]. После этого следует набор резонансных усилителей с фиксированной настройкой на ПЧ, в которые входят селективные элементы, такие, как пьезокристаллические или механические

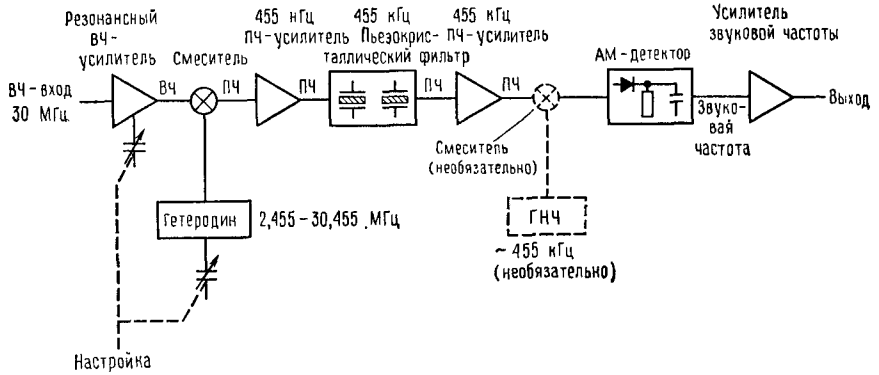



Рис. 13.28. Супергетеродинный приемник.

фильтры. Схема заканчивается детектором и усилителем звуковых частот. Приемник настраивают, изменяя частоту ЛГ, так как любая входная частота смешивается с ней и преобразуется в промежуточную частоту (с точностью до полосы пропускания ПЧ). Вход ВЧ-усилителя должен настраиваться в соответствии и одновременно с ЛГ, но точность настройки не очень существенна. Это делается с целью а) улучшить чувствительность путем усиления на ВЧ с малыми шумами перед смешением и б) отсечь сигналы «зеркальной» частоты. В данном случае зеркальный — это входной сигнал с частотой на 455 кГц *выше* частоты ЛГ (вспомним, что смеситель вырабатывает сумму и разность частот). Другими словами, в супергетеродинном приемнике смеситель и локальный генератор (гетеродин) используются для сдвига входной (перестраиваемой) частоты сигнала в область фиксированной промежуточной частоты, где усиление и чувствительность максимальны.

***Замечания о супергетеродинах.*** • Супергетеродинные приемники имеют еще некоторые особенности. В приведенной схеме показан еще один генератор — гетеродин; его используют при детектировании некоторых неамплитудно-модулированных сигналов (телеграфных, подавление несущей частоты в телефонии, при частотной манипуляции и т. д.). Дополнительные гетеродины используются даже для АМ-детектирования в «гомодинных» и «синхронных» детекторах. Часто приемники имеют не один смеситель (их называют приемниками с «множественным преобразованием»). Использование первой высокой ПЧ улучшает подавление зеркального канала (он сдвинут относительно фактически принимаемого сигнала на удвоенную промежуточную частоту).

[1] В СССР в качестве ПЧ используют 465 кГц.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Более низкая вторая ПЧ облегчает использование фильтров на кристаллических резонаторах с резким спадом характеристик вне полосы пропускания, а третья ПЧ позволяет применять заграждающие фильтры, подобные фильтрам звуковых частот, низкочастотные керамические или механические фильтры, а также «умножающий детектор». Недавно стало популярным использовать непосредственно преобразование частоты вверх на включенных прямо на вход балансных смесителях (т. е. использовать ПЧ выше частоты входного сигнала), а также фильтры на пьезокристаллах на частоте ~40 МГц ПЧ с последующим детектированием уже без смешения. Такие схемы с однократным преобразованием обладают еще лучшими параметрами при наличии сильно интерферирующих сигналов, и они входят в употребление наряду с выпускаемыми промышленностью очень хорошими кристаллическими СВЧ-фильтрами и смесителями с малыми искажениями, сбалансированными в широкой области и имеющими хорошие шумовые характеристики.

## ПЕРЕДОВЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

### 13.16. Метод одной боковой полосы (SSB)

Из рассмотрения спектра АМ-сигнала с очевидностью вытекает, что можно добиться некоторого улучшения параметров. Большая часть энергии (67% при 100%-ной модуляции) содержится в несущей частоте, не участвующей в переносе информации. Эффективность АМ достигает 33% и то только, если индекс модуляции равен 100%. Поскольку форма импульса голоса обычно имеет большое отношение максимальной амплитуды к средней амплитуде, индекс модуляции АМ-сигнала, передающего речь, чаще всего значительно меньше 100% (хотя можно использовать «компрессию» речевого сигнала для увеличения энергии в боковых полосах). Кроме того, при симметричном расположении боковых полос перенос идентичной информации приводит к возникновению сигнала, занимающего полосу, в два раза превышающую практически необходимую.

Путем небольших ухищрений можно исключить несущую частоту [используем балансный смеситель; напоминаем, что $\cos A \cos B = {}^1/_2\cos(A+B)+{}^1/_2\cos(A-B)$] и получить так называемый «сигнал с двумя боковыми полосами и подавленной несущей», или DSBSC. (То же самое получите, если звуковой сигнал умножить непосредственно на несущую частоту, не задавая начального смещения, обеспечивающего постоянное присутствие несущей, как в обычной АМ.) Далее, использовав либо пьезокристаллический фильтр с крутыми спадами, либо метод, известный как «фазировка», одну боковую полосу спектра сигнала можно подавить. В «однобоковой» полосе (SSB) сигнал эффективно повторяет спектр речи, сдвинутый в область высоких частот, и этот метод связи широко используется радиолюбителями и промышленными потребителями для создания высокочастотных радиотелефон-

ных каналов. Когда нет речи, то передача сигнала не осуществляется. Чтобы принимать SSB, вам нужны гетеродин и «умножающий детектор», как показано на последней блок-схеме, чтобы вновь получить исчезнувшую несущую частоту.

***Спектры модуляции.*** На рис. 13.29 приведен типичный спектр речевого сигнала при модуляции AM, DSBSC и SSB. При передаче по типу SSB можно использовать любую боковую полосу сигнала. Отметим, что SSB представляет собой просто звуковой спектр, сдвинутый

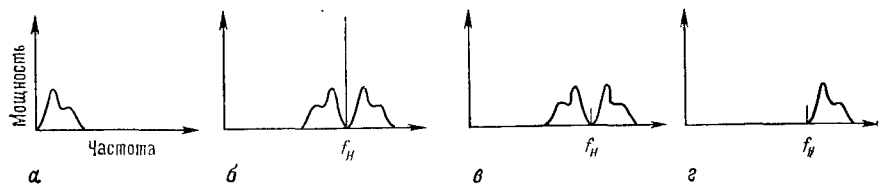



Рис. 13.29. Спектры при различных типах AM.
*а* — звуковые частоты; *б* — AM; *в* — DSBSC; *г* — SSB (правая полоса).

вверх по частоте на $f_н$. При приеме SSB гетеродин и смеситель комбинируют так, чтобы сдвинуть спектр вниз снова к звуковой частоте. Если гетеродин настроен не совсем точно, все звуковые частоты сдвинутся на величину расстройки. Поэтому от ЛГ и гетеродина в приемниках SSB требуется хорошая стабильность.

Следует отметить, что смеситель (модулятор) всегда рассматривается как схема сдвига частоты, особенно когда он сочетается с соответствующим фильтром для подавления нежелательных выходных сигналов. Когда он используется в качестве модулятора, полоса низкочастотного сигнала сдвигается вверх на частоту несущего сигнала и образуется полоса, симметричная к $f_н$. Если он используется как смеситель, то частотная зона вокруг $f_н$ сдвигается под действием высокой частоты ЛГ вниз до звуковых частот («основной полосы») или до зоны, симметричной к промежуточной частоте ПЧ.

### 13.17. Частотная модуляция

Вместо модуляции по амплитуде, как в AM, DSBSC и SSB, можно передавать информацию, модулируя частоту или фазу несущего сигнала:

$$\text{сигнал} = \cos[\omega_н + kf(t)]\,t \text{ — частотная модуляция (ЧМ)},$$
$$\text{сигнал} = \cos[\omega_н t + kf(t)] \text{ — фазовая модуляция (ФМ)}.$$

ЧМ и ФМ тесно связаны и иногда их вместе относят к так называемой «угловой модуляции». ЧМ хорошо известна как тип модуляции, используемый в СВЧ радиовещательном диапазоне 88—108 МГц (диапазон УКВ) [1], тогда как AM используют в полосе 0,06—30 МГц радиовещательного диапазона. Тот, у кого есть настраиваемый ЧМ-приемник, вероятно, обратил внимание на «успокоение» фонового шума при ЧМ-приеме. Это свойство (возрастание отношения С/Ш или увеличение С/Ш канала) и делает широкополосную ЧМ предпочтительнее AM для высококачественных передач.



Еще о ЧМ: если *девиация* частоты $kf(t)/2\pi$ велика по сравнению с модулирующей частотой [в $f(t)$ сохранены самые верхние частоты], вы имеете «широкополосную ЧМ», как в УКВ радиовещательном диапазоне. Индекс модуляции $m_f$, равный отношению девиации частоты к модулирующей частоте, в этом случае больше единицы. Широкополосная ЧМ предпочтительнее, так как при правильных условиях приема С/Ш возрастает на 6 дБ при каждом удвоении девиации ЧМ. Правда, при этом увеличивается ширина полосы канала, поскольку сигнал при широкополосной ЧМ занимает приблизительно $2f_{дев}$, где $f_{дев}$ есть максимальное отклонение несущей частоты. ЧМ-радиовещание в полосе 88—108 МГц использует максимальное отклонение $f_{дев} = \pm 75$ кГц, т. е. каждая станция занимает полосу около 150 кГц. Этим объясняется, почему широкополосная ЧМ не используется, например, в AM-диапазоне средних волн (0,06—30 МГц): в этом случае во всем диапазоне могли бы работать только шесть станций данной радиовещательной зоны [2]

***Спектр ЧМ.*** Спектр несущего колебания, частотно-модулированного синусоидальной волной, подобен приведенному на рис. 13.30. Многочисленные боковые частоты отстоят от несущей частоты на расстояниях, кратных модулирующей частоте, а их амплитуды определяются функциями Бесселя. Число значащих боковых полос, грубо говоря, соответствует индексу модуляции. Для узкополосной ЧМ (индекс модуляции $m<1$) имеется только по одной боковой с каждой стороны от несущей частоты. Внешне это похоже на спектр AM, но если учесть фазу боковых полос, то окажется, что эти волны имеют постоянную амплитуду и переменную частоту, а не постоянную частоту и переменную амплитуду (AM). При широкополосной ЧМ амплитуда несущей может быть очень малой, что обусловливает высокую эффективность ЧМ; это значит, что большая часть передаваемой энергии содержится в боковых частотах, несущих информацию.

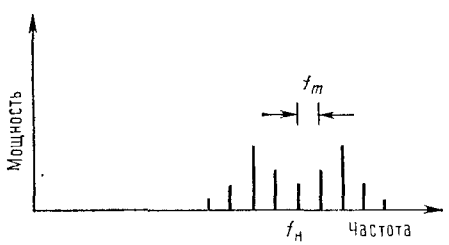



Рис. 13.30. Спектр широкополосной ЧМ.

[1] В СССР диапазон ЧМ (ультракоротких волн — УКВ) от 65 до 74 МГц.— *Прим. ред.*

[2] Имеется в виду зона, в которой возможен прием данной станции.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

***Генерация и детектирование.*** ЧМ легко получается при изменении параметров элементов настраиваемого контура генератора, варикап (диод, используемый как емкость, управляемая напряжением) здесь идеален. Другие методы включают в себя интегрирование модулирующего сигнала с последующей фазовой модуляцией. В каждом случае лучше вести модуляцию при малых отклонениях [1], а затем применить умножение частоты, чтобы увеличить индекс модуляции. Это основано на том, что скорость отклонения частоты не меняется при умножении частоты, в то время как значение самого отклонения умножается вместе с несущей частотой.

Для детектирования используют обычный супергетеродинный приемник с двумя особенностями. Первая — это наличие ограничителя в оконечном каскаде усиления ПЧ, на этом этапе амплитуда постоянна (насыщение). Вторая — следующий за ограничителем детектор (называемый дискриминатором) должен преобразовывать отклонения частоты в амплитуду. Приведем несколько распространенных методов детектирования:

1. «Детектор наклона» — это всего лишь параллельный контур $LC$, настроенный со сдвигом в одну сторону по отношению к промежуточной частоте; в результате у него получается нарастающая кривая чувствительности в зависимости от частоты во всей полосе ПЧ; при этом ЧМ преобразуется в АМ, а обычный детектор преобразует потом АМ в звуковые частоты. В улучшенных детекторах наклона используется сбалансированная пара $LC$-цепей, настроенных симметрично относительно центральной ПЧ.

2. Детектор Foster — Seely или его вариант «детектор отношений» [2] состоит из одного резонансного контура, подключенного к дьявольски хитроумному диодному устройству для получения на выходе линейной зависимости амплитуды от частоты во всей полосе пропускания ПЧ. Такие дискриминаторы лучше простых детекторов наклона (рис. 13.31, *а*).

3. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Это устройство изменяет частоту внутреннего генератора, управляемого напряжением, так, чтобы согласовать ее с частотой выходного сигнала; оно было описано в разд. 9.33. Если на входе его действует сигнал ПЧ, то управляющее генератором напряжение в контуре ФАПЧ линейно зависит от частоты входного сигнала, т. е. его можно использовать как выход звуковой частоты.

3. Усредняющая схема, в которой сигнал ПЧ преобразуется в последовательность идентичных импульсов, имеющих частоту входного сигнала. В результате усреднения этой последовательности импульсов на выходе вырабатывается сигнал, пропорциональный ПЧ, т. е. звуковому сигналу, сложенному с некоторой постоянной составляющей.

[1] И соответственно на низкой частоте. — *Прим. ред.*

[2] Дробный детектор. — *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



5. «Балансный квадратурный детектор» является комбинацией фазового детектора (см. разд. 9.29 и 9.33) и фазосдвигающей цепи. Сигнал ПЧ пропускается через контур, в котором сдвиг фазы меняется линейно с частотой в полосе пропускания ПЧ ($LC$-цепи прекрасно

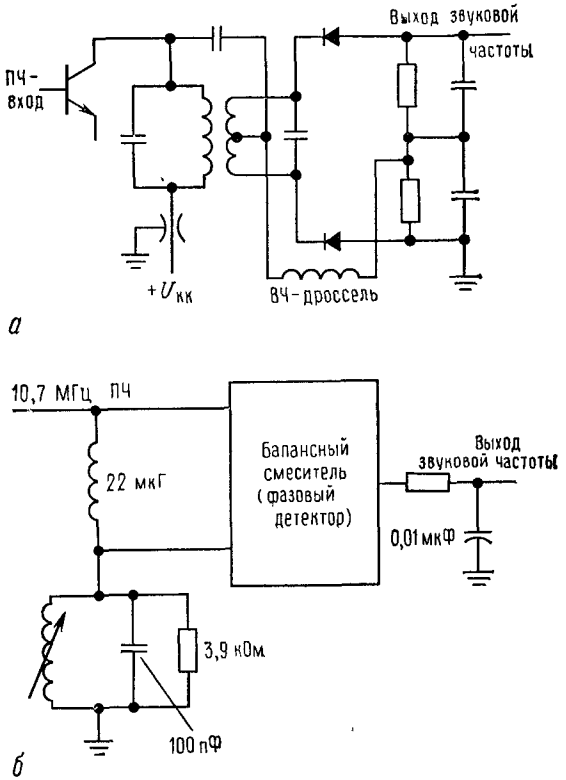



Рис. 13.31. ЧМ-дискриминаторы.
*а* — дробный детектор; *б* — балансный квадратурный детектор.

выполняют эти функции). Сдвинутый по фазе и первичный сигналы подаются на фазовый детектор, на выходе которого сигнал изменяется пропорционально относительному сдвигу фаз. Этот выход и является искомым звуковым сигналом (рис. 13.31, *б*).

Часто указывают, что ЧМ, если канал имеет достаточное отношение С/Ш, обеспечивает прием с существенно меньшими шумами по сравнению с АМ, где помехи мало уменьшаются с ростом мощности сигнала [1]. Напомним, что это становится ощутимым, если ЧМ-сигналы

[1] При АМ улучшение С/Ш при повышении уровня сигнала возникает за счет автоматической регулировки усиления. — *Прим. ред.*

ограничиваются по амплитуде перед детектированием. В этом случае система становится относительно нечувствительной к интерферирующим сигналам и шумам, которые проявляются как изменения амплитуды, накладываемые на передаваемый сигнал.

### 13.18. Частотная манипуляция

Передача цифровых сигналов (радиотелетайп, RTTY) обычно осуществляется посредством сдвига по частоте непрерывного несущего сигнала в промежутке между двумя близкорасположенными частотами, соответствующими передаваемым 1 и 0; сдвиг на 850 Гц является типичным значением. Применение частотной манипуляции, в отличие от модуляции типа включен — выключен, чрезвычайно эффективно при большом затухании сигнала, вызываемом изменением условий распространения (радиоволн). Для демодуляции при частотной манипуляции обычно используется дифференциальный усилитель, имеющий на выходах пару фильтров, настроенных на две детектируемые звуковые частоты. Частотную манипуляцию можно представить как цифровую ЧМ. Узкий сдвиг следует применять, чтобы не допустить селективное затухание между двумя частотами сигнала. Однако этот сдвиг не может быть меньше, чем информационная полоса пропускания, необходимая для самого переключаемого сигнала, т. е. меньше скорости передачи в бодах (число битов в секунду), или приблизительно 100 Гц для обычного радиотелетайпа.

### 13.19. Схемы импульсной модуляции

Имеется несколько методов передачи аналогового сигнала в виде импульсов. Основной принцип, на котором основана дискретная передача аналогового сигнала, выражен в теореме о выборке Шеннона. Согласно этой теореме, форма сигнала с ограниченным спектром полностью описывается выборкой его амплитуд, производимой со скоростью, равной удвоенной максимальной частоте сигнала. Таким образом, можно передавать значения амплитуды сигнала (цифровым или другим способом) только в моменты времени, разделенные интервалами $1/2f_{max}$ непрерывной модуляции. Несколько методов импульсной модуляции показаны на рис. 13.32.

В амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) последовательность импульсов с амплитудами, пропорциональными сигналу, передается через регулярные промежутки времени. Эта схема полезна для *временного разделения* нескольких сигналов при передаче их по одному каналу связи, так как время между выборками может быть использовано для передачи выборки другого сигнала (конечно, при увеличении полосы пропускания). При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) ширина (длительность) импульса постоянной амплитуды пропорциональна мгновенной амплитуде сигнала. ШИМ легко декодируется простым



усреднением. В фазово-импульсной модуляции (ФИМ) импульсы постоянной длительности и амплитуды либо задерживаются, либо даются с опережением относительно регулярных меток в соответствии с амплитудой сигнала.

***Кодово-импульсная модуляция.*** И наконец, в кодово-импульсной модуляции (КИМ) мгновенная амплитуда сигнала преобразуется в двоичное число и передается как последовательность битов. На рисунке использован двоичный 4-битовый смещенный код, соответствующий 16-уровневому квантованию. КИМ превосходна, когда нужно осуществить передачу, свободную от ошибок, через каналы с шумами. Поскольку ряд единиц и нулей можно однозначно восстановить в виде правильного цифрового кода, то может быть восстановлена и реплика первичного сигнала. КИМ практически полезна в системах с ретрансляцией, как, например, в трансконтинентальных телефонных каналах, где сигнал должен проходить через большое число станций и усиливаться на своем пути. В любой схеме с линейной модуляцией (АМ, ЧМ, SSB) нельзя избавиться от шумов, накапливаемых при прохождении, а в КИМ цифровой код можно восстанавливать на каждой станции. Таким образом, на каждой станции сигнал как бы посылается заново.

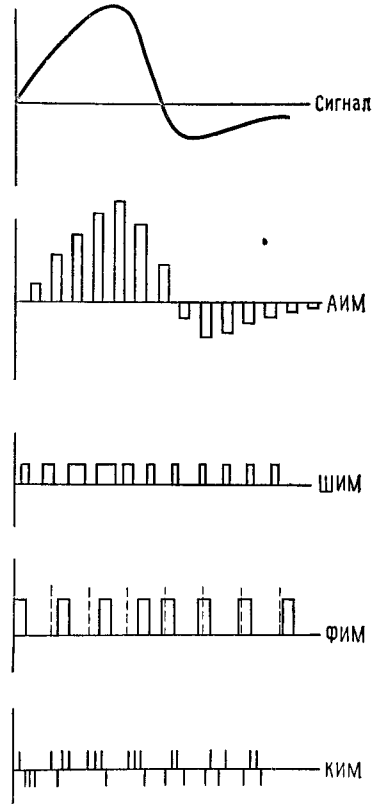



Рис. 13.32. Виды импульсной модуляции.

Имеются и другие варианты КИМ (известные как кодируемые КИМ), в которых для кодирования квантованных выборок используются другие методы в отличие от простой двоичной последовательности; например, в приведенном примере можно было использовать передачу одного из 16 тонов. Благодаря отсутствию искажений КИМ обычно используется в телеметрии для передачи изображений с космических кораблей. В любом применении КИМ скорость передачи бита должна подбираться достаточно низкой, чтобы быть уверенным в малой вероятности ошибки при опознавании бита. Обычно это ограничивает скорость передачи по данному каналу по сравнению с прямой аналоговой модуляцией.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ РАДИОЧАСТОТНЫХ СХЕМ

В этом разделе сделана попытка лучше осветить некоторые принципы и методы ВЧ-схемотехники. Здесь нет возможности подробно рассмотреть вопросы проектирования и конструирования схем, как это делалось в других главах, и это не является целью книги, представляющей собой лишь общее введение в электронику. Придерживаясь этой позиции, мы хотели бы рассказать о некоторых идеях, которыми обычно руководствуются при построении ВЧ-схем. Главным образом они направлены на уменьшение паразитных индуктивностей и емкостей и освоение схем, размеры которых сравнимы с длиной волны. Не будем пытаться слить эти идеи в связную методологию; рассмотрим лишь некоторые общие приемы.

### 13.20. Специальные методы конструирования

ВЧ-«дроссели» (небольшие индуктивности — от микрогенри до миллигенри) широко используют в качестве элементов, блокирующих сигнал. Обычно напряжение питания должно подаваться на клеммы корпуса, в котором размещены экранированные «проходные конденсаторы» (параллельный отвод на землю в сочетании с механическими зажимами на противоположных концах), и на ВЧ-дроссель, соединенные последовательно. Отличие состоит в применении ферритовых шайб на выводах транзисторов, ПТ и пр. Их использование связано с тем, что ВЧ-схемы могут генерировать «паразитные» колебания, вызываемые «паразитными» резонансными контурами СВЧ-диапазона, образуемыми самой проводкой. Нанизывание в разных местах нескольких шайб на выводы базы или коллектора увеличивает индуктивность настолько, что можно предотвратить колебания (если вам, конечно, повезет).

Индуктивности играют главную роль в ВЧ-устройствах, поэтому в них очень часто можно встретить множество открытых катушек и индуктивностей с «настраиваемым сердечником», а также трансформаторов (например, маленькие металлические трансформаторы ПЧ встречаются почти во всех приемных устройствах). Распространены также переменные конденсаторы небольшой емкости с воздушным зазором.

Как сказано выше, ВЧ-схемы устанавливаются в защищенных корпусах и часто имеют внутренние заземленные экраны между частями схемы, чтобы предотвратить их непредусмотренное взаимодействие. Чаще всего схемы строятся на двусторонних печатных платах, где одна сторона используется в качестве заземленной плоскости, или же схемы устанавливаются в непосредственной близости от экранов или других заземленных поверхностей. Землю в ВЧ-диапазоне нельзя делать слабой; вы должны пропаивать экран по всей длине и использовать множество винтов при установке перегородок или крышки.

При построении схем, рассчитанных на особо высокие частоты, абсолютно необходимо выводы компонентов делать как можно короче. Это значит, что выводы резисторов и конденсаторов должны обрезаться



почти под самый корень и припаиваться так, чтобы они почти не были видны (компоненты при пайке сильно нагреваются, но они обычно это выдерживают). В области высоких частот и СВЧ часто пользуются керамическими «чипами» конденсаторов, припаиваемыми прямо на полоски печатных схем и т. п. вообще без выводов. Для СВЧ вообще более предпочтительно пользоваться широкими проводящими полосами и металлическими лентами, а не обычными проводами, так как при этом уменьшается индуктивность соединений. В этом диапазоне используются полосковые линии и микрополоски, где каждый вывод является сам по себе линией передачи с согласованным импедансом. Действительно, полоски листового металла могут быть использованы как части настраиваемых контуров; для примера посмотрим описание индуктивностей в цепи на 440 МГц (ARRL handbook, 1978, 447): «$L_1 - L_3$ включительно — полоска латуни $65 \times 6$ мм, припаиваемая одним концом к корпусу, а другим — к конденсатору. Отводы входа и выхода отстоят на 12,5 мм от заземленного конца». Конечно, все основные методы в микроволновой технике сводятся к использованию в схемах волноводов и полых цепей с такими экзотическими компонентами, как циркуляторы и «магические Т» (разветвители — см. рис. 13.33).

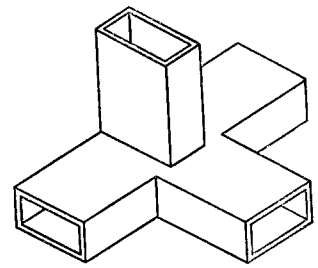


Рис. 13.33. Волноводный ответвитель «магическое Т».

Что может удивить новичка в ВЧ-устройствах, так это использование измерительных и испытательных приборов в сочетании с методикой «разрежь и попробуй». Широко распространены генераторы качающейся частоты или свип-генераторы (источники ВЧ-сигналов с периодической разверткой по всему диапазону частот), сеточные измерители (для измерения резонансов), мосты для измерения С/Ш и анализаторы спектра, и все это в сочетании с многочисленными экспериментами со схемами. На этих частотах ничего нельзя точно предсказать, поэтому, для того чтобы создать хорошо работающую схему, приходится проводить множество экспериментов по методу проб и ошибок.

### 13.21. Экзотические ВЧ-усилители и устройства

Известные приборы, такие, как биполярные транзисторы и ПТ, используются и на СВЧ, хотя часто имеют до некоторой степени необычное воплощение. Например, транзисторы, предназначенные для работы в области очень высоких частот, имеют довольно странный корпус с плоскими выводами, служащими для соединения с неизолированными печатными проводниками на плате и исходящими радиально от центра (рис. 13.34). Мы перечислим и такие устройства и схемы, для которых нет аналогов в низкочастотной технике.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

**Параметрические усилители.** В этих устройствах усиление ос ществляется изменением *параметра* перестраиваемого контура. Эт очень похоже на маятник с грузом, подвешенным на длинной верев

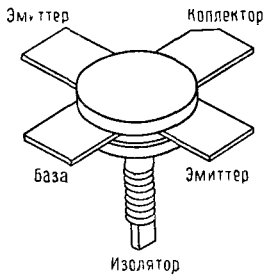



Рис 13 34.

Предположим, что движение груза предста ляет собой выходной сигнал. Вы можете со дать колебания, мягко толкая груз с рез нансной частотой; в обычных усилителя эти «толчки» производятся транзисторам или другими активными приборами. П имеется другой, совершенно отличающий метод раскачки, а именно путем подъема опускания веревки (изменяется ее длина, п раметр системы) с частотой, удвоенной сравнению с естественной резонансной ч стотой. Попробуйте его (рис. 13.35). Мая ник — точный аналог параметрического ус лителя Адлера. В параметрическом усилителе изменяют емкость п страиваемого контура, используя варикап (емкость, управляему напряжением), который управляется сигналами «накачки». Эти усилители используются в схемах с низким уровнем шума.

Рис 13.35. Маятник — аналог параметрического усилителя

**Мазеры.** Мазер — это аббревиатура: микроволновый усилитель с индуцированным испусканием излучения. В основном это квантовые атомные или молекулярные усилители, очень сложные в изготовлении и использовании, но в этих усилителях обеспечивается самый низкий уровень шумов.

**Полевые транзисторы на Ga As (арсенид галлия).** Последнее слово в области микроволновых усилителей. Без особых усилий достигаются такие же характеристики, что и в параметрических усилителях. В настоящее время промышленные ПТ на GaAs выпускаются с усилением 11 дБ при 4 ГГц и с коэффициентом шума 1,3 дБ.

**Клистроны и лампы бегущей волны (ЛБВ).** Работа усилительных вакуумных ламп, используемых в микроволновой области частот, клистронов и ЛБВ, основана на эффектах, связанных с временем пролета электронов внутри лампы. Разновидность, называемая отражательным клистроном, работает обычно в качестве генератора благодаря тому, что в нем электронный пучок отражается обратно в сторону источника электронов. Существуют клистроны с непрерывной мощностью 0,5 МВт на выходную частоту до 2000 МГц.



**Магнетроны.** Сердце радаров и индукционных печей. Это высокомощная генераторная лампа с маленькими резонансными полостями. При помещении магнетрона в сильное электромагнитное поле электроны внутри резонаторов движутся по спирали.

**Диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды (ЛПД или IMPATT) и *p-i-n*-диоды.** Эти экзотические диоды весьма широко используются в СВЧ и микроволновой области. Диоды Ганна — маломощные генераторы частот в пределах 5—100 ГГц, дающие выходную мощность 100 мВт или около этого. ЛПД-диоды, аналогичные по назначению клистронам с мощностью до нескольких ватт при нескольких гигагерцах. Диоды *p-i-n*-типа ведут себя как сопротивления, зависящие от напряжения, и используются для включения и выключения микроволновых сигналов путем закорачивания волноводов.

**Варикапы, диоды с накоплением заряда (SNAP-диоды).** Варикап — это диод с отрицательным смещением, используемый в качестве переменной емкости для настройки или в параметрических усилителях. Нелинейность характеристики позволяет использовать варикапы и в генераторах гармоник, т. е. как умножители частоты. SNAP-диоды также широко используются для генерации гармоник, поскольку они обладают субпикосекундным временем нарастания.

**Диоды Шоттки, обращенные диоды.** О диодах Шоттки мы говорили и раньше как о быстродействующих диодах с низким прямым падением напряжения. Их часто используют в качестве смесителей, как и обращенные диоды — разновидность туннельных диодов.

## БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ КЛЮЧИ

Те же самые эффекты, которые ограничивают возможности линейных высокочастотных усилителей (емкости переходов, емкость обратной связи (проходная) с ее эффектом Миллера, а также паразитные емкости в комбинации с конечными сопротивлениями источника и нагрузки), налагают ограничения по скорости и на быстродействующие цифровые схемы. Многие из этих проблем непосредственно конструктора не касаются, поскольку они удачно разрешены при построении самой цифровой ИМС. Трудности возникают при использовании схем ТТЛ, например, только если в конструкции требуются дискретные транзисторы.

Тем не менее часто необходимо знать, как работают быстродействующие переключающие схемы. Например, при работе на внешнюю высоковольтную или сильноточную нагрузку (или нагрузку, требующую ток противоположной полярности) от логического выхода очень легко может ухудшиться быстродействие (например, раз в 100), если при конструировании допустить небрежность. Более того, бывают ситуации, когда используются бескорпусные цифровые логические схемы и вам приходится все делать самому.

Этот раздел мы начнем с рассмотрения простых моделей транзисторов, полезных при расчете схем переключения. На нескольких

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

примерах покажем, как эти модели работают (и как важно правильно подобрать транзистор). В заключение рассмотрим построение транзисторных переключающих схем на примере одной быстродействующей схемы (фотоумножительный предусилитель — дискриминатор).

### 13.22. Модель транзистора и ее уравнения

На рис. 13.36 изображена ключевая схема на насыщенном транзисторе, включенном инвертором, сигнал на которую подается от источника импульсов с чрезвычайно короткими временами нарастания и спада. $R_и$ — сопротивление источника, $r'_б$ — относительно небольшое внутреннее распределенное сопротивление базы транзистора (около 5 Ом), $C_{кб}$ — наиважнейшая емкость обратной связи (проходная) и $R_К$ — сопротивление нагрузки, имеющей емкость $C_н$. Эффекты, связанные с конечной величиной нагрузочного сопротивления, можно учесть, если считать, что $R_К$ представляет собой суммарное сопротивление при соответствующем пересчете $U_{КК}$. Емкость между коллектором и эмиттером входит в $C_н$, а $C_{бэ}$ не учитывается, поскольку благодаря эффекту Миллера $C_{кб}$ всегда доминирует на входе.

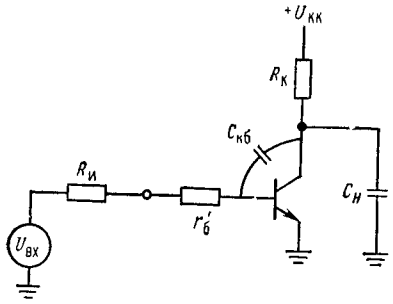


Рис. 13.36.

На рис. 13.37 изображена типичная для этой схемы форма выходного импульса, если на вход ее подается хорошо сформированный отрицательный сигнал. Время нарастания $t_{нар}$ определяется как промежуток между моментами времени, когда значение сигнала равно соответственно 10 и 90% конечного значения. Так же определяется и время спада $t_{сп}$. Особо отметим относительно длительный период рассасывания неосновных носителей в базе $t_{расс}$, который требуется, чтобы транзистор из насыщения перешел в линейное состояние проводимости, по сравнению с соответствующим более коротким временем задержки $t_з$, требующимся для выхода из состояния отсечки. Эти параметры общепринято брать между 10%- и 90%-ными точками. В цифровой логике более полезно знать времена распространения $t_{р.вар}$ и $t_{р.сп}$, определяемые как времена от момента из-

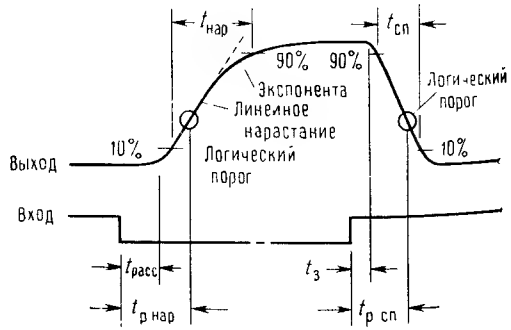


Рис. 13.37. Форма импульса на выходе транзисторного ключа



менения состояния входа до момента, когда выходной сигнал проходит через логический порог (соответственно на нарастающем и спадающем фронтах). Для этих величин обычно пользуются другими обозначениями, например $t^{1,0}_{зд.р}$ и $t^{0,1}_{зд\,р}$ [1].

Попробуем применить модель схемы для определения времени нарастания и спада в данной цепи. В процессе расчета станет понятным, почему нарастающий фронт выходного сигнала иногда заканчивается по экспоненциальному закону.

***Определение времени нарастания.*** После перехода входного сигнала в состояние низкого уровня и окончания времени $t_{расс}$ напряжение на коллекторе начинает возрастать. Два эффекта ограничивают скорость нарастания: а) $R_К$ в сочетании с $C_{кб}$ и $C_н$ дают постоянную времени, определяющую экспоненциальный рост напряжения до $U_{КК}$, но б) если скорость этого роста достаточно велика, получающийся в результате ток через $C_{кб}$, выделяясь на сопротивлении источника ($R_и + r'_б$), вызывает прямое смещение базы, и оно может возбуждать базу, что тормозит рост коллекторного напряжения (отрицательная обратная связь). Если это происходит, то схема оказывается интегратором, а сигнал на коллекторе — линейно нарастающим. В целом (в зависимости от параметров схемы и самого транзистора) импульс на коллекторе сначала имеет линейное нарастание, переходящее затем в экспоненту, как показано на рисунке.

Простой способ расчета поведения схемы состоит в следующем:

1. Рассчитывается скорость нарастания напряжения на коллекторе для «ограничения вследствие интегрирования» с использованием уравнения

$$\frac{dU_к}{dt} = \frac{U_{бэ} - U_{вх.н.у}}{C_{кб}(R_и + r'_б)},$$

где $U_{вх.\,н.\,у}$ — низкий уровень входного напряжения.

2. Определяется коллекторное напряжение $U_x$, при котором выходное напряжение переходит от линейного нарастания к экспоненте из уравнения

$$U_x = U_{КК} - \left(\frac{U_{бэ} - U_{вх\,и.у}}{R_и + r'_б} + C_н \frac{dU_к}{dt}\right) R_К.$$

С помощью этих двух уравнений можно вычислить форму переднего фронта коллекторного импульса и время нарастания. Если $U_x$ окажется отрицательным, то это означает, что нарастание коллекторного напряжения носит чисто экспоненциальный характер: емкостная нагрузка преобладает и ток через емкость обратной связи вообще не возбуждает базу. Величина $r'_б$ обычно незначительна.

[1] Здесь верхний индекс указывает последовательность логических состояний.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

**Упражнение 13.1.** Выведите две предшествующие формулы. Указание: для вывода второй формулы приравняйте ток обратной связи, текущий в базу, к току коллекторного резистора за вычетом тока, ответвляющегося в емкостную нагрузку.

***Определение времени спада.*** По истечении короткого времени задержки $t_3$ после перехода входного сигнала в состояние высокого уровня $U_{\text{вх. в. у}}$ коллекторное напряжение начинает падать к уровню насыщения транзистора. Произведя несложные расчеты, легко увидеть, что ток коллектора определяется выражением

$$I_{\text{К}} = \left(\frac{U_{\text{вх. в. у}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{И}} + r'_{\text{б}}} + C_{\text{кб}}\frac{dU_{\text{К}}}{dt}\right)h_{21\text{э}} = \frac{U_{\text{КК}} - U_{\text{К}}}{R_{\text{К}}} - (C_{\text{н}} + C_{\text{кб}})\frac{dU_{\text{К}}}{dt},$$

где первое выражение — это ток базы, умноженный на $h_{21\text{э}}$, а второе — ток коллектора, определяемый как ток через $R_{\text{К}}$ минус ток, отбираемый зарядом емкости, подключенной к коллектору. Напоминаем, что $dU_{\text{К}}/dt$ отрицательно. После преобразования получим

$$-\frac{dU_{\text{К}}}{dt} = \frac{1}{C_{\text{н}} + (h_{21\text{э}} + 1)C_{\text{кб}}}\left(\frac{U_{\text{вх. в. у}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{И}} + r'_{\text{б}}}h_{21\text{э}} - \frac{U_{\text{КК}} - U_{\text{К}}}{R_{\text{К}}}\right),$$

где первый член в скобках соответствует току управления в цепи базы, умноженному на $h_{21\text{э}}$, а второй — току через коллекторный резистор. Теперь вы можете попробовать рассчитать некоторые схемы, вы сможете определить время нарастания и спада, а также, какая емкость доминирует. Сначала, однако, рассмотрим времена рассасывания носителей и задержки.

***Времена задержки и рассасывания носителей в базе.*** Обычно времена задержки очень малы. Главную роль играет постоянная времени, которая определяет снижение заряда емкости базы до $u_{\text{бэ}}$ и равна в общем

$$T \sim (R_{\text{И}} + r'_{\text{б}})(C_{\text{кб}} + C_{\text{бэ}}).$$

При очень высоком быстродействии влияние постоянных времени транзисторных переходов может также оказаться важным.

Гораздо большую роль играет время рассасывания. У транзистора в насыщении заряд накапливается в области базы, и после того, как управляющий сигнал на базе становится близким к потенциалу земли (или даже отрицательным), требуется относительно длительное время, чтобы ранее инжектированные из эмиттера избыточные неосновные носители ушли из базы под действием тока коллектора. Транзисторы сильно отличаются друг от друга по времени рассасывания; это время можно сделать короче, если уменьшить ток базы во время насыщенного состояния и если при запирании подавать обратное смещение на базу, чтобы обеспечить обратный ток базы, когда транзистор переключается в состояние отсечки. Эти моменты отражены в уравнении для времени рассасывания $t_{\text{расс}}$:

$$t_{\text{расс}} = K \ln \frac{I_{\text{б. иас}} - I_{\text{б. выкл}}}{(I_{\text{К}}/h_{21\text{э}}) - I_{\text{б. выкл}}},$$

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



где обратный ток базы $I_{\text{б. выкл}}$ отрицателен при токах базы, обеспечивающих «разряд» заряда в базе. Коэффициент $K$ определяется «временем жизни неосновных носителей», которое сильно уменьшается при легировании золотом. Однако такое легирование уменьшает $h_{21\text{э}}$ и увеличивает ток утечки. Этим объясняется высокое быстродействие ТТЛ, а также их низкое напряжение пробоя (порядка 7 В).

Времена рассасывания могут быть очень большими и составлять несколько сотен наносекунд [1], что примерно на порядок превышает времена задержки при включении. Так, например, распространенный прибор общего назначения 2N3904 имеет максимальное время задержки 35 нс, а время рассасывания 200 нс при стандартных условиях проверки, когда на базу подается отрицательное смещение, равное падению напряжения на двух прямосмещенных диодах. Поскольку времена рассасывания существенно ограничивают быстродействие переключательных схем, приходится применять меры для решения проблемы насыщения. Один из способов заключается в том, чтобы исключить вовсе состояние насыщения у транзистора. Включенный в обратную связь диод Шоттки («связь Baker'a») между базой и коллектором прекрасно выполнит эту задачу, отбирая избыточный ток базы, когда транзистор близок к насыщению и потенциал коллектора ниже, чем у базы. Это предотвращает насыщение транзистора, так как напряжение прямосмещенного диода Шоттки меньше напряжения прямосмещенного перехода коллектор — база. Этот метод использован в ТТЛ-логических схемах с диодами Шоттки (ТТЛ-Ш) [2]. Часто небольшой «ускоряющий» конденсатор (25—100 пФ), параллельный резистору в цепи базы, хорошо дополняет этот прием, поскольку способствует уменьшению времени рассасывания, сбеспечивая дополнительные импульсы тока, способствующие «разряду» базы, когда транзистор насыщен, а также быстрому нарастанию тока базы, когда транзистор включается [3]. Эти схемы показаны на рис. 13 38.

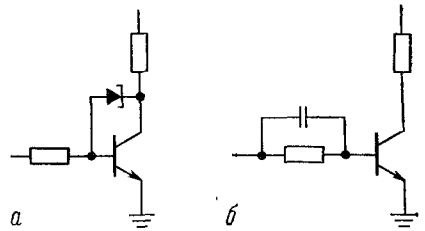



Рис. 13.38. Схемы ключей повышенного быстродействия.
*а* — с диодом Шоттки; *б* — с ускоряющим конденсатором

[1] Для мощных низкочастотных приборов — даже десятки микросекунд. — *Прим. ред.*

[2] При производстве диоды Шоттки получаются «даром»: там, где они требуются, просто не принимают мер для предотвращения их образования в контакте металл — полупроводник. Однако это требует строгого соблюдения технологии. — *Прим. ред.*

[3] Ускоряющий конденсатор в цепи базы — «палка о двух концах». Дело в том, что его собственный перезаряд отнимает время, что может приводить к существенному снижению общего быстродействия, хотя фронты на выходе будут улучшены (быстродействие «по входу» падает). — *Прим. ред.*

## НЕСКОЛЬКО ПРИМЕРОВ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ СХЕМ

В этом разделе мы проанализируем работу нескольких простых схем, в основе которых лежат только что обсуждаемые методы.

### 13.23. Высоковольтный усилитель

Начнем со схемы, изображенной на рис. 13.39. Это простой инвертирующий каскад, предназначенный для возбуждения пьезоэлектрического кристалла импульсами 100 В, первоначально генерируемыми ТТЛ-логикой. Параметры выхода ТТЛ и, следовательно, сигнала, подаваемого на базу, приблизительно равны указанным на рисунке величинам. В этих расчетах мы не будем учитывать $r'_б$, которое мало по сравнению с сопротивлением источника.

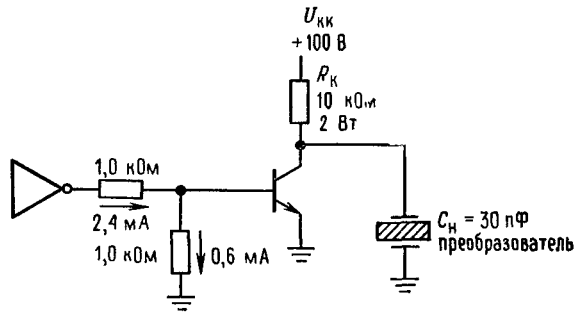



Рис. 13.39.

| ТТЛ выход | | Возбуждение базы | 2N5965 |
|---|---|---|---|
| $U_{вых}$ | $Z_{вых}$ | $U_{вх}R_U$ | $C_{кб}$ (10 В)=2,7 пФ |
| Высокий +3,0 В | 30 Ом | 1,5 В 500 Ом | $h_{21э}$ (1 МГц)=100 |
| Низкий 0,2 В | 10 Ом | 0,1 В 500 Ом | |

***Время нарастания.*** Начнем с определения скорости роста коллекторного напряжения на выходе из-за «интегрирования»:

$$\frac{dU_К}{dt} = \frac{U_{бэ} - U_{вх.\,и.\,у}}{C_{кб}R_И} \approx 450 \text{ В/мкс},$$

$$\text{откуда } t_{нар} = \frac{0{,}8U_{КК}}{dU_К/dt} \approx 180 \text{ нс}.$$

Теперь найдем напряжение на коллекторе, при котором процесс напряжения на выходе из линейного переходит к экспоненте:

$$U_x = U_{КК} - R_К\left(\frac{U_{бэ} - U_{вх.\,н.\,у}}{R_И} + C_н\frac{dU_К}{dt}\right) \approx -50 \text{ В}.$$

Это означает, что нарастание коллекторного импульса происходит экспоненциально, так как ток обратной связи ($C_{кб}dU_К/dt$) недостаточен, чтобы задержать переход базы в состояние проводимости, задаваемое состоянием источника. Постоянная времени для коллекторной цепи равна $R_К(C_н+C_{кб})$, или 0,33 мкс, а время нарастания (по уровню от 10 до 90%) равно 2,2 постоянной времени, т. е. 0,73 мкс. Отсюда ясно, что преобладающим в нарастании оказывается влияние коллекторного сопротивления и емкости нагрузки.



***Время спада.*** Для анализа времени спада используем формулу, полученную ранее, и найдем:

$$-\frac{dU_К}{dt} = \frac{1}{C_н+(h_{21э}+1)C_{кб}} \times \left\{h_{21э}\left(\frac{U_{вх\,и.у} - U_{бэ}}{R_И}\right) - \frac{U_{КК} - U_К}{R_К}\right\} \approx$$

$$\approx 530 \text{ В/мкс},$$

$$t_{сп} = \frac{0{,}8U_{КК}}{dU_К/dt} \approx 0{,}15 \text{ мкс}.$$

Последний член зависит от $U_К$, но он незначителен по сравнению с первым членом в скобках. Если это не так, то вам придется оценивать эту величину при нескольких значениях коллекторного напряжения, чтобы получить правильную картину формы спада. Здесь следует отметить, что рассчитанное время спада соответствует частоте около 3 МГц и, следовательно, используемая нами величина $h_{21э}=100$ вполне реальна ($f_Т=300$ МГц). Если рассчитанное время нарастания или время спада соответствует частоте более высокой, чем предполагалось первоначально, то необходимо вернуться и пересчитать время переходного процесса с новым $h_{21э}$, полученным из первой оценки времени переключения. Этот метод последовательных приближений обычно дает удовлетворительный ответ уже на втором этапе.

***Форма выходного импульса.*** Для этой схемы форма коллекторного сигнала соответствует приведенной на рис. 13.40. На положительном фронте преобладает влияние постоянной времени емкости нагрузки и коллекторного сопротивления, в то время как на спаде больше сказывается емкость обратной связи в сочетании с сопротивлением источника. Другими словами, напряжение на коллекторе падает с такой скоростью, что ток через емкость обратной связи почти достаточен, чтобы подавить отпирающий ток базы и вывести базу из состояния проводимости. В наших допущениях мы всюду считали, что фронты импульса на выходе ТТЛ много короче, чем на выходе нашей схемы. Обычно времена нарастания и спада ТТЛ равны ~5 нс, что соответствует нашему предположению.

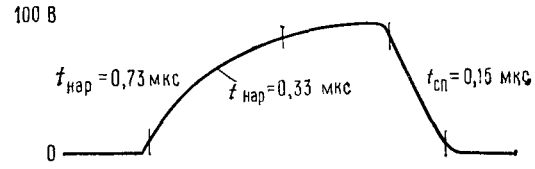



Рис. 13.40.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

### 13.24. Усилитель с «открытым коллектором» при работе на шину

Предположим, мы хотим организовать с помощью схем с открытым коллектором управление шиной ТТЛ с выхода $n$МОП-схемы. Это можно осуществить, используя $n-p-n$ инвертирующий каскад, как показано на рис. 13.41. $n$МОП-прибор, работающий от +5В (см.

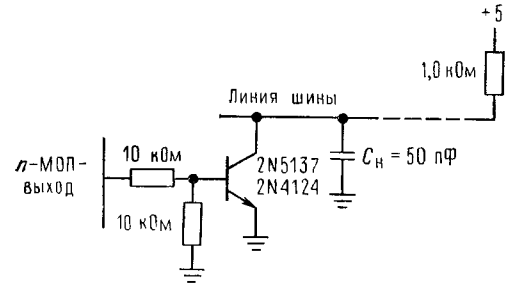



Рис. 13.41.

| $n$МОП-выход | | | Возбуждение базы | | 2N5137 | 2N4124 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $U_{вых}$ | $Z_{вых}$ | $U_{вх}$ | $R_U$ | $C_{кб}$ (10 В) | 16 пФ | 1,8 пФ |
| Высокий | +3,5 В | 1 кОм | 1,7 В | 5,5 кОм | $h_{21э}$ (1 МГц) | 100 | 100 |
| Низкий | 0,0 В | 200 Ом | 0,0 В | 5,1 кОм | | | |

разд. 9.10), имеет малую нагрузочную способность, поэтому необходимо, чтобы резистор базы был велик. Для того чтобы подчеркнуть эффекты, связанные с наличием параметров, подобных $C_{кб}$, мы выбрали два очень распространенных транзистора.

Время нарастания рассчитывается по приведенной выше методике. Для линейного нарастания вследствие интегрирования имеем:

| | 2N5137 | 2N4124 |
|---|---|---|
| $dU_K/dt$ | 8,5 В/мкс | 76 В/мкс |
| $t_{нар}$ | 470 нс | 53 нс |

Расчет для экспоненты дает:

| | 2N5137 | 2N4124 |
|---|---|---|
| $U_x$ | 4,4 В | 1,1 В |
| Постоянная времени | 66 нс | 52 нс |

Для отрицательного фронта получаем:

| | 2N5137 | 2N4124 |
|---|---|---|
| $dU_K/dt$ | —11 В/мкс | —78 В/мкс |
| $t_{сп}$ | 360 нс | 51 нс |

***Выбор транзистора.*** Ситуация видна из рис. 13.42. Параметры, полученные для 2N5137, полностью определяются действием емкости обратной связи, усиливающимся из-за относительно высокого сопротивления источника сигнала. Переходные процессы для 2N4124, вероятно, оценены чуть-чуть оптимистично, поскольку они соответствуют частоте около 10 МГц, при которой $h_{21э}$, скорее всего, несколько ниже предполагаемого значения.



Интересно измерить время достижения напряжения порога ТТЛ (~1,3 В) как основной параметр системы с запуском вентилей ТТЛ

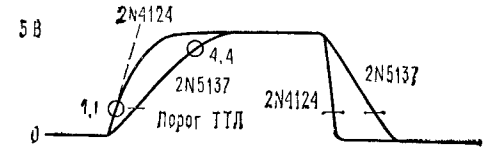



Рис. 13.42.

шинными сигналами. Если не учитывать времена рассасывания и задержки, то времена достижения порогов ТТЛ будут следующие:

| | 2N5137 | | 2N4124 | |
|---|---|---|---|---|
| | Расчетное | Измеренное | Расчетное | Измеренное |
| $t_{р.нар}$, нс | 150 | 130 | 17 | 30 |
| $t_{р.сп}$, нс | 340 | 360 | 47 | 52 |

Времена нарастания и спада, измеренные нами, находятся в разумном согласии с предсказанными по нашей несколько упрощенной модели, за исключением, пожалуй, лишь времени нарастания для 2N4124. Имеется несколько возможных объяснений, почему рассчитанное время нарастания в этом случае получилось слишком малым. В расчетах значение $h_{21э}$ бралось при 10 МГц, в то время как время нарастания 17 нс соответствует более высоким частотам и, следовательно, более низким значениям $h_{21э}$. Кроме того, практические измерения для этого транзистора дают $C_{кб}$=2,2 нФ при 10 В и $C_{кб}$=3 пФ при 2 В. Любопытно, что использовавшийся нами 2N5137 имел реально гораздо меньшее значение $C_{кб}$ (~5 пФ), чем указанное в паспорте, и поэтому нам пришлось добавить небольшой конденсатор в схему, чтобы «довести» $C_{кб}$ до «паспортной величины». Это, скорее всего, означает, что технологический процесс изменился уже после публикации данных о параметрах транзистора.

**Упражнение 13.2.** Проверьте результаты расчетов для $dU_K/dt$ (нарастание и спад) и $U_x$.

***Снижение питания до +3 В.*** Заметим, что время достижения порога ТТЛ при переходе из состояния ВЫСОКОГО уровня к НИЗКОМУ гораздо больше, чем при обратном переходе, даже если скорости нарастания и спада выходного сигнала (в случае схемы на 2N4124) почти одинаковы. Это связано с тем, что пороговое напряжение ТТЛ расположено несимметрично между +5 В и землей, и поэтому коллекторное напряжение на спаде для достижения порога должно измениться на бо́льшую величину. По этой причине шины ТТЛ часто подключаются к источ-

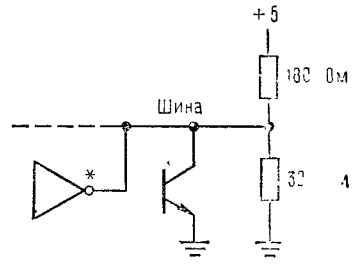



Рис. 13.43.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нику +3 В (для этого иногда используют пару диодов, подключенных к +5 В), или каждая линия шины может быть подключена к делителю напряжения, как показано на рис. 13.43.

**Упражнение 13.3.** Рассчитайте время нарастания и спада и время задержки распространения для 2N4124, управляющего описанной выше шиной с $C_н$=100 пФ. Результат изобразите графически.

## 13.25. Пример схемы: предусилитель для фотоумножителя

В гл. 14 будут рассмотрены так называемые фотоэлектронные умножители (ФЭУ), устройства, широко используемые в качестве детекторов света, сочетающих высокую чувствительность с высоким быстродействием. Фотоумножители находят применение и там, где измеряется не собственно световое излучение, как, например, в качестве детекторов частиц высоких энергий, в которых кристалл сцинтиллятора при бомбардировке его частицами дает световые вспышки. Чтобы полностью использовать все возможности фотоумножителей, необходим зарядово-чувствительный быстродействующий дискриминатор — схема, которая генерирует выходной импульс при условии, что импульс заряда на входе превышает некоторый порог, соответствующий детектируемым световым фотонам.

На рис. 13.44 приведена схема быстродействующего предусилителя для фотоумножителя и дискриминатора, в которую входит ряд высокочастотных и переключательных устройств, обсуждаемых в этой главе. На выходе фотоумножитель выдает отрицательные импульсы зарядов (электроны отрицательны), причем длительность каждого импульса равна 10—20 нс. Импульсы большой амплитуды соответствуют детектируемым фотонам (квантам света), но имеется также и множество малых импульсов, которые возникают из-за шумов в самой фотоумножительной трубке и которые должны отсекаться дискриминатором.

***Описание схемы.*** Схема начинается с инвертирующего выходного усилителя ($T_A$—$T_C$), у которого обратная связь по току (и заряду) осуществляется через $R_1$ и $C_1$. Входной повторитель имеет малое выходное сопротивление и возбуждает $T_B$ (каскад усиления по напряжению), тем самым снижается влияние емкости обратной связи $T_B$($C_{кб}$). Повторитель на выходе блока усиления $T_C$ обеспечивает низкое выходное сопротивление, а $T_B$ — достаточное значение коэффициента усиления. Небольшой положительный импульс на эмиттере $T_C$ соответствует отрицательному заряду, поступившему на вход с ФЭУ; обратная связь по постоянному току стабилизирует выход $T_C$ примерно на уровне $2U_{бэ}$. $T_1$ смещен как эмиттерный повторитель класса А и обеспечивает низкоомный «мониторный» выход для наблюдения усиленных импульсов с фотоумножителя, поступающих на дискриминатор.

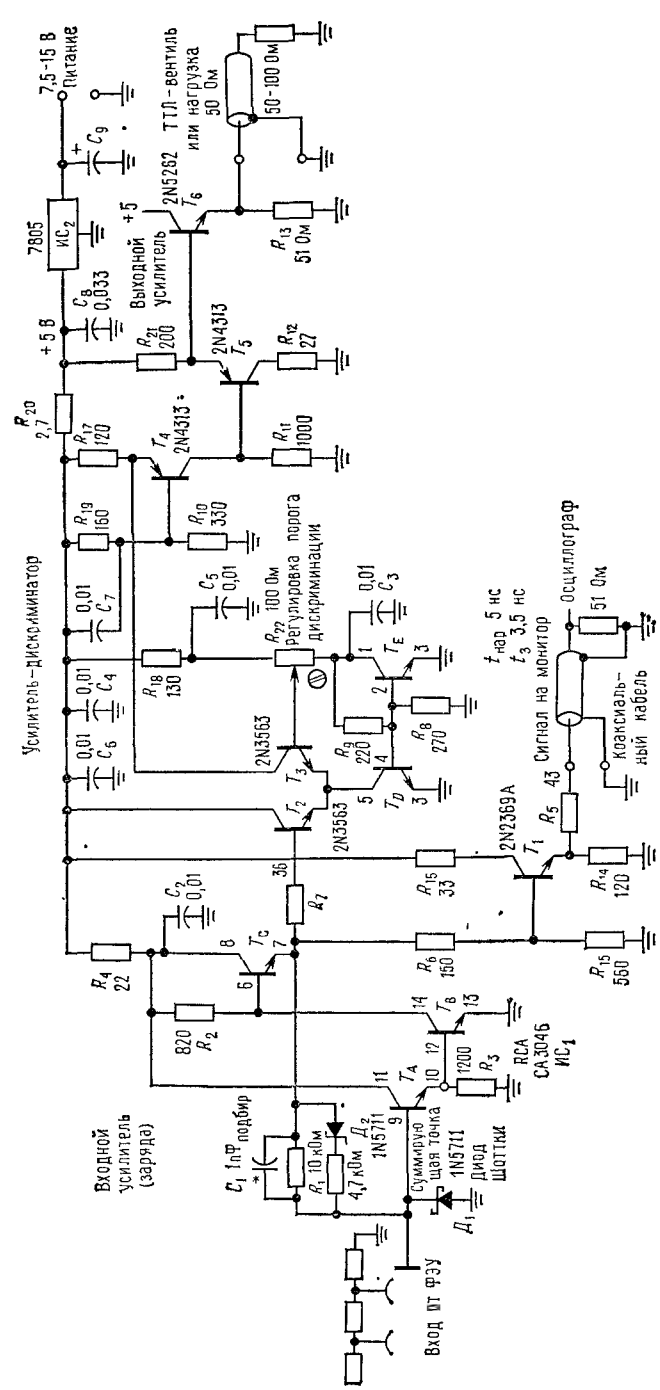



Рис. 13.44. Быстродействующий зарядовый усилитель для счета фотонов на фотоумножителе.
Входная цепь должна иметь внешнюю паразитную емкость по крайней мере 10 пФ; для низкоемкостных входов (<20 пФ) используют $C_1$=0,5 пФ; при емкостях источника, достигающих 100 пФ, используют для $C_1$ от 1,0 до 1,5 пФ. Фотонный дискриминатор (используется для ФЭУ с высоким усилением): выход для ТТЛ импульсы 20 нс, 50 Ом; порог 0,1—1,5 пКл, регулируемый; задержка 10 нс, разрешение двух импульсов 30 нс, 100 нс при перегрузке.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Дифференциальный усилитель на $T_2$ и $T_3$ образует дискриминатор: порог сравнения устанавливается потенциометром $R_{22}$, подключенным к источнику опорного напряжения ($T_E$, работающий в режиме «диодного стабилизатора»), которое изменяется одинаково с входным напряжением покоя $2U_{бэ}$ усилителя. Такое «слежение» за диодным падением напряжения обеспечивается за счет того, что транзисторы $T_A$—$T_F$ представляют собой монолитную транзисторную матрицу (CA3046) и все находятся при одной температуре. Транзистор $T_4$ вместе с $T_3$ образуют инверсную каскодную схему, обеспечивающую необходимые быстродействие и сдвиг уровня. Два каскада выходных повторителей, построенные на транзисторах с противоположной полярностью $T_5$ и $T_6$, чтобы компенсировать смещение $U_{бэ}$, завершают схему.

В этой схеме следует отметить некоторые интересные особенности. Чтобы получить хорошие характеристики по быстродействию, статические токи транзисторов выбираются сравнительно большими (дифференциальная пара $T_2$, $T_3$ имеет эмиттерный ток 11 мА, ток покоя $T_5$ равен 20 мА, а выходной транзистор потребляет 120 мА, чтобы обеспечить возбуждение нагрузки в 50 Ом). Заметим, что база каскодного каскада ($T_4$) шунтирована на $U_+$, а не на землю, так как его входной сигнал связан с $U_+$ через $R_{17}$. В дифференциальном каскаде в качестве источника эмиттерного тока используется токовое зеркало, «отражающее» ток опорного источника, что позволяет согласовать эти параметры схемы. Для снятия перегрузок используются $Д_1$ и $Д_2$. Хотя это и усложнит схему, ограничивающий диод $Д_1$ можно подключить к коллектору $T_E$ (вместо земли), чтобы уменьшить отрицательные выбросы (перегрузки) на входе.

***Характеристики.*** На рис. 13.45 показана форма выходных импульсов и зависимость их длительности от величины входных импульсов (измеряемой как количество заряда). Эти выходные импульсы растягиваются при больших перегрузках, но общие характеристики достаточно хороши по сравнению с обычными предусилителями для фотоумножителей.

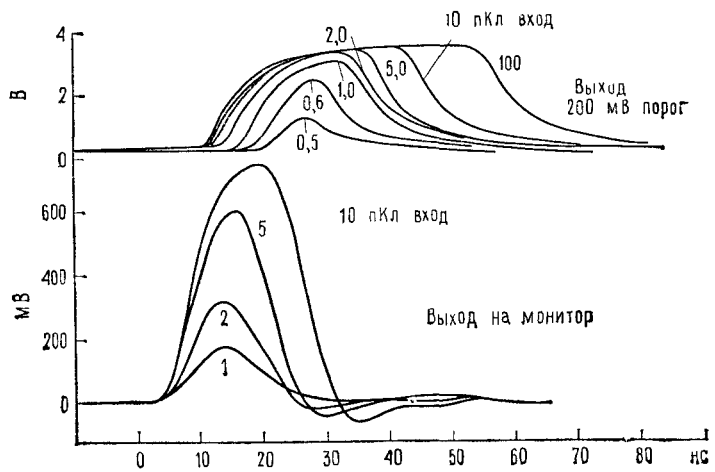



Рис. 13.45. Характеристики импульсов усилителя на рис. 13.44.

## 13.26. Удачные схемы

Несколько удачных широкополосных схем изображены на рис. 13.46.

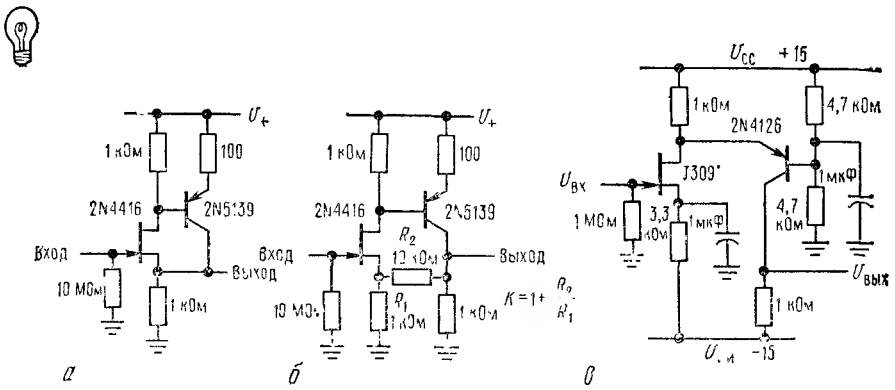



Рис. 13.46 Удачные схемы.

*а* — широкополосный повторитель: высокое $Z$, малая входная $C$; *б* — усилитель: высокое $Z$, малая входная $C$; *в* — малошумящий видеоусилитель с малой входной емкостью (инвертирующий каскад).

### ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Проработайте детально высокочастотный режим схемы (рис. 13.10), которая кратко описана в разд. 13.05. (а) Начните с повторения расчета частотных характеристик стыка предварительного усилителя и выходного каскада, эквивалентная схема которого изображена на рис. 13.12. Будьте внимательны при определении эквивалентных комплексных сопротивлений. Напишите одному из авторов, если вы обнаружите ошибку! (б) Теперь обратите внимание на то, что высокочастотный спад предварительного каскада начинается на существенно более высокой частоте, чем сопрягающая частота ~180 МГц выходного каскада и его возбудителя. Особенно проверьте следующие точки: выходное (эмиттерное) сопротивление каскада $T_1$, подключенное к емкостной нагрузке (см. рис. 13.11); выход $T_2$, работающий на почти такую же емкостную нагрузку (поскольку коллектор $T_4$ не заземлен); эмиттеры $T_3$ и $T_4$ и их емкостную нагрузку; коллектор $T_4$ с его емкостной нагрузкой.

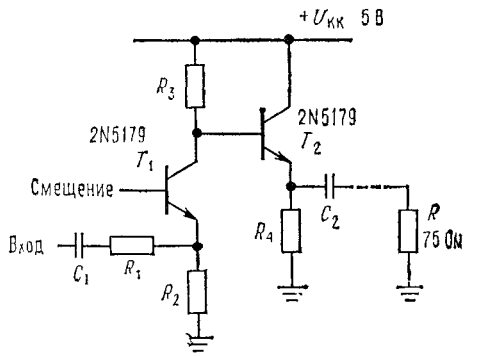



Рис. 13.47.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(2) Чему равно сопротивление на входе отрезка коаксиального кабеля, когда (а) на дальнем конце цепь разомкнута и длина составляет 1/4 длины волны при заданной частоте, (б) на дальнем конце цепь короткозамкнута и длина та же при заданной частоте, (в) то же, что и в п. (а), но длина составляет 1/2 длины волны, (г) то же, как в п. (б), но длина составляет 1/2 длины волны? На результатах, полученных в п. (г), основана так называемая «заглушка», используемая в волноводах.

(3) Подробно решите задачу определения времен нарастания и спада для высоковольтной переключательной схемы (рис. 13.39), которая описывалась в разд. 13.23. Примите для $U_{бэ}$ величину 0,7 В.

(4) Нарастание и спад в шинном возбудителе: рассчитайте времена нарастания и спада для ТТЛ-схемы шинного возбудителя на рис. 13.41, как описывалось в разд. 13.24. Примите $U_{бэ}=0{,}7$В.

(5) Постройте видеоусилитель с коэффициентом усиления +5 и спадом частотной характеристики на 20 МГц или выше. Входное сопротивление должно быть 75 Ом, а выходное должно обеспечивать работу на нагрузку 75 Ом при размахе напряжения 1 В от пика к пику. Здесь хорошо для построения неинвертирующего усилителя использовать на входе каскад с общей базой и эмиттерный повторитель на выходе, как предлагается на рис. 13.47. Если ваша схема подобна этой, то закончите построение схемы выбором рабочих токов, номиналов резисторов и компонентов цепей смещения. Конечно, можно использовать, если вы хотите, нечто подобное комбинации дифференциального усилителя с каскодной схемой и повторителем. Помните, что усиление должно быть неинвертирующим, иначе изображение будет обратным [1].

[1] Имеется в виду, что при инверсии в случае телевизионного сигнала на экране будет «негатив», а в случае осциллографа сигнал окажется перевернутым «вверх ногами».— *Прим. ред.*

# Глава 14

# ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

## ВВЕДЕНИЕ

Возможно, наиболее увлекательной (и наиболее полезной) областью применения электроники являются сбор и использование данных о технологических процессах или при научных экспериментах. Вообще говоря, первичные преобразователи или датчики (устройства, с помощью которых некоторые физические величины, такие, например, как температура или светимость, преобразуются в напряжение или другие электрические сигналы) используются для получения сигналов, которые далее могут обрабатываться в электронных схемах, кодироваться с помощью АЦП, запоминаться и анализироваться компьютерами. Если исследуемый сигнал настолько мал, что его маскируют шумы и помехи, то используются мощные методы выделения частот сигнала, такие, как «детектирование с захватом» [1], усреднение сигналов, многоканальные счетчики, а также корреляционный и спектральный анализы, с помощью которых требуемый сигнал восстанавливается. В конце концов результаты таких физических измерений можно использовать для внешнего управления самим экспериментом или для контроля процесса, который обычно обеспечивается небольшим компьютером или микропроцессором, предназначенным для такой задачи. Недавние достижения в развитии мощных и недорогих микропроцессоров привели к бурному проникновению электроники в область управления и регистрации хода процессов, что не имело прецедентов всего десять лет назад.

Эту главу мы начнем с рассмотрения методов измерения и с описания используемых преобразователей. Здесь есть неограниченные возможности для изобретательской деятельности, поэтому перечень преобразователей, описываемых в этой главе, далеко не полон, а охватывает лишь наиболее типичные. Мы более подробно расскажем о некоторых специфических проблемах, присущих имеющимся измерительным преобразователям, и дадим несколько схемных решений, которыми вы можете воспользоваться. Постараемся охватить наиболее трудные проблемы, включая сверхвысокие сопротивления источников сигналов (сотни мегаом для микроэлектродов или ионных зондов), маломощные преобразователи с низким сопротивлением (как, например, термопары, тензодатчики, магнитные звукосниматели), высокоимпе-

[1] Синхронное детектирование.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

дансные чувствительные элементы для переменного тока (емкостные преобразователи) и др.

В этой главе мы продолжим знакомство с получением прецизионных стандартных значений (стандарты частоты и времени, а также напряжений и сопротивлений) и некоторыми методами прецизионных измерений. Затем более подробно опишем весь процесс сужения полосы и «выделения сигнала из шума». Эти методы чрезвычайно мощны и для непосвященных представляются таинственными. В заключение мы кратко расскажем об анализе спектров и методе Фурье. Читатель, которого интересует только конструирование электронных схем, может не читать эту главу.

### ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Иногда бывает, что величина, которую вы хотите измерить, сама по себе является электрической. Примером этому могут служить нервные импульсы (напряжение), проводимость морской воды (сопротивление), поток заряженных частиц (ток) и др. В этом случае измерения оказываются относительно прямыми, а основные трудности связаны с выбором типов измерительных электродов и возможностями обработки сигналов, которые удается получить. Здесь можно столкнуться либо с очень высоким импедансом (как, например, в случае с микроэлектродами), либо с очень слабыми сигналами (ток, возникающий при радиоактивном распаде).

Гораздо чаще требуются приборы, которые могут преобразовывать некоторые физические величины в соответствующие значения электрических сигналов. Сюда можно отнести измерения температуры, уровня светимости, магнитного поля, деформации, ускорения, интенсивности звука и т. п. В последующих разделах будут рассмотрены наиболее часто встречающиеся преобразователи входных сигналов, чтобы дать общее представление о том, что можно измерять и с какой точностью. Более подробно будут описаны измерения тепла и светового потока, но охватить все возможные измерения в данной книге невозможно.

## 14.01. Температура

Поступающие в продажу датчики температуры имеют очень хорошие характеристики. Это касается как диапазона измеряемой температуры, так и точности, воспроизводимости, универсальности кривых, а также габаритов и стоимости.

***Термопары.*** Если соединить между собой два провода из различных металлов, то на их концах возникнет небольшая разность потенциалов (сопротивление такого источника при этом будет низким!), обычно порядка милливольта, с температурным коэффициентом около 50 мкВ/°С. Такие соединения называют *термопарами*, и используются они для измерений температуры в широком диапазоне. Комбинируя различные пары сплавов, можно измерять температуры от —270 до +2500°С с хорошей точностью (0,5—2°С). Термоэлектрические свойства различных сплавов хорошо известны, поэтому термопарные зонды в любом виде (щупы, прокладки, бронированные зонды и т. п.), изготовленные из одних и тех же сплавов, могут взаимозаменяться без дополнительной калибровки.

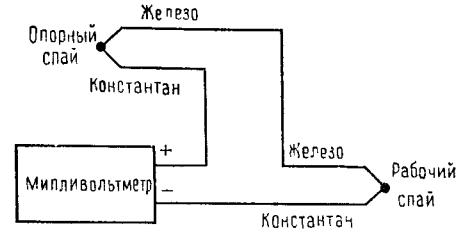



Рис. 14.1. Классическая схема включения термопары.
Константан: 55% Cu, 45% Ni.

Классическая термопарная цепь приведена на рис. 14.1. Специфический подбор металлов, указанный на этом рисунке, составляет термопару, известную как тип J (см. табл. 14.1, в которой приведен список стандартных сплавов и их свойств). Каждая пара изготовляется путем сварки (спайки) двух разных металлов таким образом, чтобы получилось небольшое по размеру соединение — спай. (Известно,



*Таблица 14.1*

**Термопары**

| Тип | Сплав | Макс. [а] температура, °С | Температурный коэффициент при 20°С, мкВ/°С | Выходное напряжение, мВ [б] | | | Сопротивление [в] с выводов 30 го калибра, Ом |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | 100°С | 400°С | 1000°С | |
| J | Железо / Константан [г] | 760 | 51,45 | 5,268 | 21,846 | — | 3,6 |
| K | Хромель [д] / Алюмель [е] | 1370 | 40,28 | 4,095 | 16,395 | 41,269 | 6,0 |
| T | Медь / Константан [г] | 400 | 40,28 | 4,277 | 20,869 | — | 3,0 |
| E | Хромель [д] / Константан [г] | 1000 | 60,48 | 6,317 | 28,943 | 76,358 | 7,2 |
| S | Платина 90% Pt—10% Rh | 1750 | 5,88 | 0,645 | 3,260 | 9,585 | 1,9 |
| R | Платина 87% Pt—13% Rh | 1750 | 5,80 | 0,647 | 3,407 | 10,503 | 1,9 |
| B | 94% Pt—6% Rh / 70% Pt—30% Rh | 1800 | 0,00 | 0,033 | 0,786 | 4,833 | 1,9 |

[а] Долговечность термопары ухудшается при продолжительной работе вблизи максимальной температуры. [б] Опорный спай при 0°С. [в] Для проводов длиной 30 см (для 24-го калибра величина умножается на 0,25); [г] 55% Cu—45% Ni. [д] 90% Ni—10% Cr. [е] 96% Ni—2% Mn—2% Al.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

что можно соединить провода, просто скручивая их вместе, но такое соединение не будет работать долго!) Опорный («холодный») спай абсолютно необходим, иначе придется иметь дело с добавочными «паразитными» термопарами, возникающими в точках, где различные металлы соединяются с зажимами измерительного прибора. Эти лишние неконтролируемые термо-э. д. с. в схеме приводят к странным и неточным результатам. Даже при наличии двух термопар на клеммах все же имеют место термопарные соединения, но это редко вызывает осложнения, поскольку они одинаковы и находятся при той же температуре.

В термопарных схемах напряжение зависит от температуры обоих термосоединений. Грубо говоря, оно пропорционально *разности температур* между двумя спаями. На практике требуется знание температуры на чувствительном спае. Учесть температуру опорной термопары можно двумя способами: (а) поддерживать на опорном спае постоянную температуру, равную 0°С. Обычно для этого используют ванночку

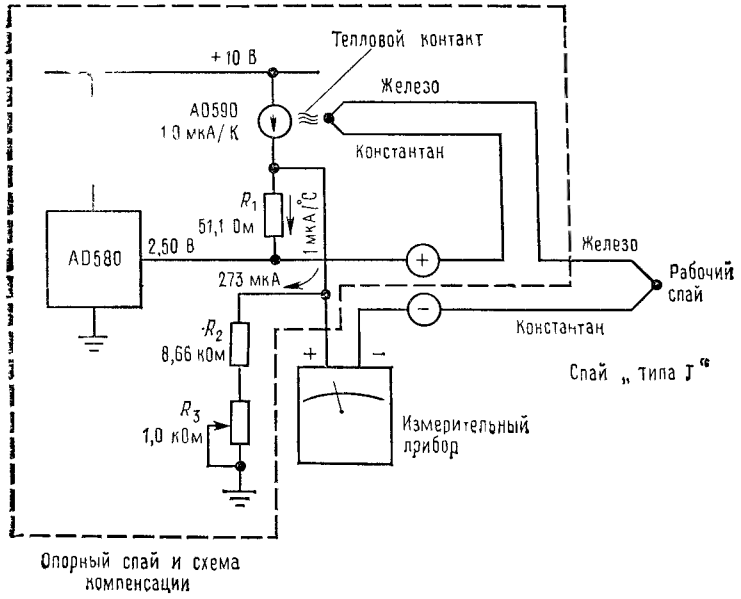



Рис. 14.2. Схема компенсации температуры опорного спая термопары.

с тающим льдом, но можно приобрести прекрасный небольшой стабилизированный по температуре холодильник, который будет выполнять ту же работу. Если измеряются очень высокие температуры, то можно не беспокоиться о тех небольших ошибках, которые возникают, если опорный слой будет находиться при комнатной температуре. (б) Более современные методы заключаются в построении компенсирующих схем, которые корректируют отличие, связанное с тем, что температура на опорном соединении не равна 0°С.



На рис. 14.2 показано, как это осуществляется. Основная идея заключается в использовании полупроводникового датчика, воспринимающего температуру холодного спая, и схемы, формирующей поправку к напряжению, т. е. компенсирующей разницу между фактической температурой опорного спая и стандартной (0°С) [1]. AD590 (см. следующий раздел об ИС-датчиках температуры) дает на выходе ток (в микроамперах), пропорциональный температуре (в кельвинах). $R_1$ выбирается в соответствии с термоэлектрическим коэффициентом, в данном случае на этом резисторе 1 мкА/°С преобразуется в 51,5 мкВ/°С (см. табл. 14.1), а опорный трехполюсный источник AD580 (в комбинации с $R_2$ и $R_3$) используется для компенсации тока смещения 273 мкА при 0°С (273,16 К), даваемого AD590. Таким образом, тока коррекции нет, если опорный спай находится при 0°С, а если он имеет несколько другую температуру, то к собственному выходному напряжению от пары спаев добавляется 51,5 мкВ/°С (термоэлектрический коэффициент соединения типа J при комнатной температуре).

Следует несколько слов сказать об измерительной схеме. Проблема усиления сигналов термопар связана с низким выходным напряжением (50 мкВ/°С или около этого), большими синфазными помехами промышленной частоты и радиочастотными наводками. Усилитель должен хорошо подавлять синфазные помехи промышленной частоты (60 или 50 Гц) и иметь стабильное дифференциальное усиление. Кроме того, его входное сопротивление должно быть достаточно высоким (порядка 10 кОм или более), чтобы предотвратить ошибки от нагружения датчика, поскольку выводы термопар имеют некоторое сопротивление (например, выводы длиной ~1,5 м соединения типа К 30-го калибра имеют сопротивление 30 Ом).

Примером решения этой задачи может служить схема, приведенная на рис. 14.3. Она представляет собой просто обычный дифференциальный усилитель с Т-образной цепью обратной связи, обеспечивающей высокое усиление по напряжению (в данном случае 200) и в то же время с достаточно большим входным сопротивлением, таким, что сопротивление источника не создает заметной погрешности. Операционный усилитель представляет собой прецизионный усилитель, у которого дрейф составляет менее 1 мкВ/°С, благодаря чему эта составляющая ошибки измерения много меньше 50 мкВ, эквивалентных погрешности в 1°С. Благодаря входным шунтирующим конденсаторам ослабляются ВЧ-радиопомехи [2] (термопары и их длинные соединительные линии могут вести себя подобно радиоантеннам). Поскольку в

[1] Это проблема диапазона. Термопара может работать в очень широком интервале температур, а полупроводниковый датчик — в узком, т. е. возле холодного спая.— *Прим. ред.*

[2] Синфазные сетевые помехи эти конденсаторы не ослабляют, напротив, общий КОСС из-за их разбаланса может упасть.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

любом случае сигнал от термопары очень слаб [1], полезно дополнительно ограничить полосу, подключая параллельно сопротивлению обратной связи конденсатор, как показано на схеме рис. 14.3. В случае возникновения больших трудностей, связанных с радиопомехами, может оказаться необходимым экранировать входные провода и добавить ВЧ-дроссели перед входными шунтирующими конденсаторами.

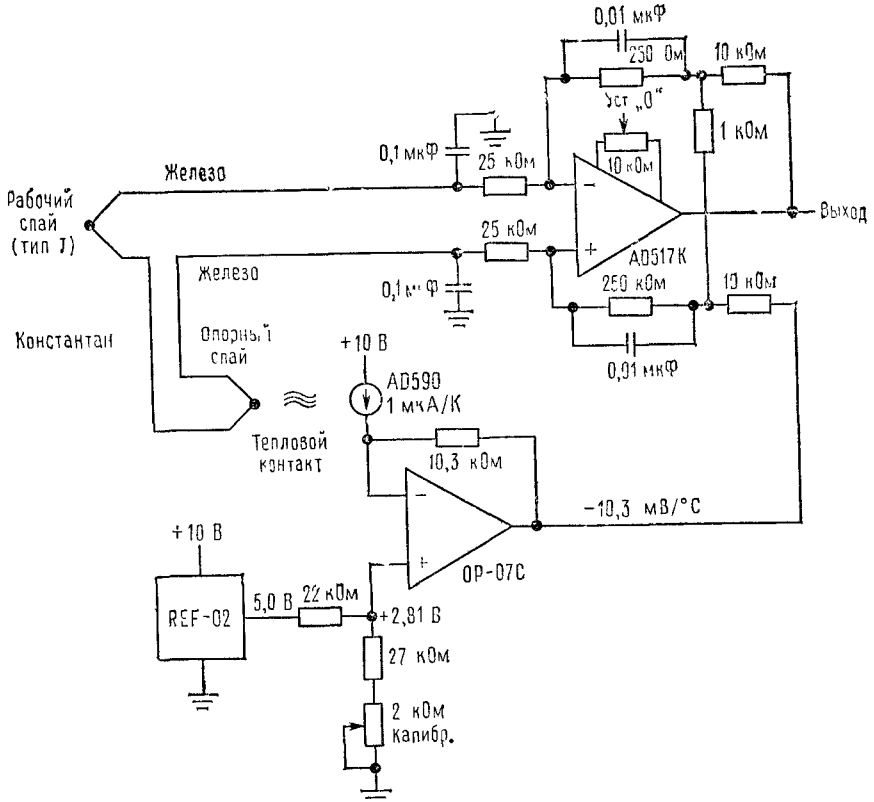



Рис. 14.3. Дифференциальный усилитель сигналов термопары с компенсацией опорного спая на выходе.

Заметим, что схема компенсации напряжения на опорном спае термопары на рис. 14.3 подключена к выходной цепи в отличие от обычного способа компенсации напряжения холодного спая термопары на входе, показанного на рис. 14.2. Это сделано для того, чтобы сохранить точный дифференциальный баланс на входе и тем самым обеспечить высокое подавление синфазной помехи, присущее дифференциальному усилителю. Так как усилитель имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 200, то на выходе схемы компенсации напряжение термо-э. д. с. усиливается до 200×51,5 мкВ/°С, или 10,3 мВ/°С.

[1] И не содержит высоких частот — термопара достаточно инерционный прибор.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Вместо простого дифференциального усилителя можно использовать измерительный усилитель, показанный на рис. 7.19 (т. 1); в этом случае существенно улучшатся параметры смещения по постоянному току на входе.

Промышленностью выпускаются комплекты аппаратуры для измерения температур с помощью термопар самых различных конфигураций. Сюда входят вычислительные схемы для преобразования термоэлектрического напряжения в данные о температуре. Например, в цифровых термометрах, изготовляемых фирмами Analog Devieces и Omega Engineering, достигается точность около 1°С в интервале температур от —200 до +1000°С и около 3°С для температур, превышающих +2300°С.

При сравнении с другими методами измерения температуры термопары обладают такими преимуществами, как небольшие размеры и широкий интервал температур, кроме того, они особенно хороши для измерения высоких температур.

***Термисторы.*** Термисторы представляют собой полупроводниковые устройства, у которых температурный коэффициент сопротивления отрицателен и обычно равен приблизительно —4%/°С. Они выпускаются во всевозможных видах, от шариков из свинцового стекла до бронированных зондов. Термисторы, предназначенные для точных измерений температур (их можно также использовать, например, в качестве элементов схем температурной компенсации), обычно имеют сопротивление несколько сотен омов при комнатной температуре, а характеристики их прекрасно укладываются (с точностью до 0,1—0,2°С) на стандартные кривые. Высокий коэффициент изменения сопротивления делает их очень удобными в эксплуатации, они недороги и стабильны. Для измерения и контроля в области от —50 до +300°С имеется достаточно богатый выбор термисторов. Относительно легко строятся простые и эффективные схемы «пропорционального регулирования температуры», в которых термисторы используются в качестве чувствительных элементов; посмотрите, например, указания RCA по применению ICAN-6158 или же спецификацию Plessey на SL445A.

Из-за своего свойства сильно изменять сопротивление в зависимости от температуры термисторы не предъявляют высоких требований к последующим электрическим схемам [1]. Некоторые из простых методов получения выходного напряжения показаны на рис. 14.4. Схема *а* особенно эффективна при измерениях низких температур, так как сопротивление термистора изменяется по экспоненциальному закону, а схема *б* имеет несколько более линейный характер изменения выходного напряжения в зависимости от температуры. Схема *в* пред-

[1] То есть обеспечивают высокую чувствительность измерения.— *Прим. ред.*

ставляет собой классический мостик Уинстона, уравновешенный п $R_T/R_2=R_1/R_3$; поскольку здесь измеряются отношения, нельзя не учитывать отклонений, связанных с изменениями напряжения питания. Мостовая схема в сочетании с усилителем, обладающим высоким коэффициентом усиления, особенно широко используется для определения небольших изменений вблизи некоторой опорной температуры;

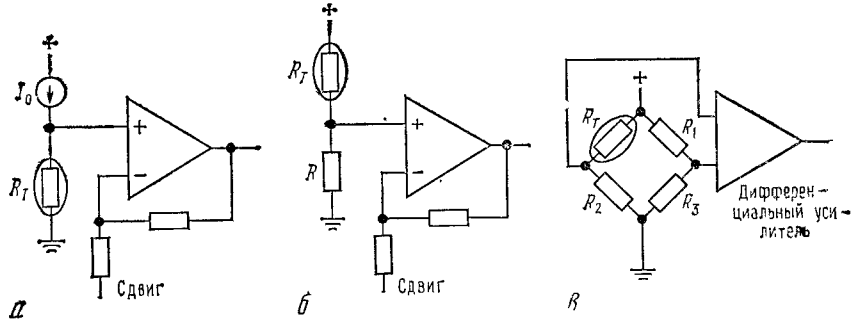



Рис. 14.4. Схемы включения термисторов.

при малых отклонениях выходное (дифференциальное) напряжение линейно зависит от величины разбаланса. Во всех термисторных схемах надо учитывать явление саморазогрева. Обычные небольшие термисторные зонды имеют коэффициент рассеяния, равный 1 мВт °С, т. е. нагрев, соответствующий $I^2R$, должен не превышать 1 мВт, если вы хотите иметь точность считывания температуры не хуже чем 1 град.

В свободную продажу поступает комплект приборов для измерения температур, использующих термисторы с подходящими характеристиками. Эти устройства включают в себя встроенные вычислительные схемы для преобразования считываемого сопротивления непосредственно в данные о температуре. Например, универсальный регистратор-самописец 3467A фирмы Hewlett — Packard измеряет температуру от —80 до +80°С с точностью 0,3°С и до +150°С с меньшей точностью.

Термисторный метод измерения по сравнению с другими проще и точнее, но термисторы чувствительны к саморазогреву, хрупки и пригодны для узкой области температур.

***Платиновые термометры сопротивления.*** Эти устройства представляют собой просто катушку из очень чистой платиновой проволоки с положительным температурным коэффициентом сопротивления, равным приблизительно 0,4%/°С. Платиновые термометры чрезвычайно стабильны во времени и имеют кривую, очень точно (0,02—0,2°С) совпадающую со стандартной. С ними можно работать в весьма широкой области температур от —200 до +1000°С, но стоимость их высока.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



***ИС-датчики температуры.*** Как мы уже отмечали в разд. 5.14, смещение шкалы от источника опорного напряжения можно получить от датчика температуры, дающего напряжение, пропорциональное абсолютной температуре, т. е. напряжение, пропорциональное температуре по шкале Цельсия. REF-02, например, обеспечивает «температурный» выход с линейным коэффициентом +2,1 мВ/°С. Если этот выход подключить к усилителю с регулируемым усилением и смещением для калибровки, то можно получить точность почти 0,5°С для интервала от —55 до +125°С. LM335 — удобный 2-клеммный температурный датчик, который в принципе подобен зенеровскому диоду с выходным напряжением +10 мВ/°К; например, при 25°С (298,2 К) он работает как стабилитрон на 2,982 В. Выпускаются эти датчики с начальной точностью ±1°С и имеют внешнюю подстройку.

Существуют и другие ИС-датчики температуры, например AD590 — двухклеммное устройство, работающее как генератор постоянного тока, у которого ток в микроамперах пропорционален абсолютной температуре; например, при 25°С (298,2 К) он ведет себя как стабилизатор тока на 298,2 мкА (±0,5 мкА). Точность, достигаемая этим простым прибором, равна 1°С (при наилучшей градуировке) в интервале от —55 до +150°С. Что особенно привлекает в них, так это простота внешних электрических соединений.

***Кварцевые термометры.*** Изменение резонансной частоты кристалла кварца может быть использовано для создания точного, с хорошей воспроизводимостью, термометра. Хотя реальные генераторы на кристалле кварца обычно имеют самый низкий температурный коэффициент, можно подобрать сечение кристалла, обеспечивающее большой коэффициент, и воспользоваться высокой точностью частотных измерений. Хорошим образцом такого датчика является прибор фирмы Hewlett — Packard 2804A — термометр со встроенным микропроцессором, имеющий абсолютную точность 40 мград в интервале от —50 до +150°С (при расширении интервала точность уменьшается) и температурное *разрешение* 100 мкград. Чтобы получить такие характеристики, в приборе предусмотрена индивидуальная калибровка каждого датчика, данные с которого используются для вычисления температуры.

***Пирометры и термографы.*** Интересен метод «бесконтактного» измерения температуры с помощью классического пирометра. Метод заключается в том, что наблюдатель, рассматривая через зрительную трубу вроде телескопа раскаленную поверхность предмета, сравнивает цвет его свечения с цветом нити накала внутри пирометра. При этом наблюдатель подстраивает ток нити накала так, чтобы ее яркость сравнялась с яркостью объекта наблюдения (причем оба рассматриваются через красный светофильтр), и считывает температуру [1]. Этот метод удобен для измерения температуры очень горячих объектов или же объектов, расположенных в недоступных местах, например в печи

[1] По показанию миллиамперметра; очевидно, что $T \sim I^2$.— *Прим. ред.*

или в вакуумной камере, а также объектов в окислительной или в восстановительной газовой среде, где невозможно использование термопар. Обычные оптические пирометры имеют интервал измеряемых температур от 750 до 3000°С, точность около 4°С для нижней части интервала температур и около 20°С — для верхнего края интервала.

Появление хороших детекторов инфракрасного излучения позволило использовать этот метод измерений и для более низких температур вплоть до обычных. Измеряя интенсивность инфракрасного излучения, иногда с определенными длинами волн вы можете определять с хорошей точностью температуру удаленных предметов. Такая «термография» с недавнего времени стала популярной в совершенно различных областях: в медицине для диагностики опухолей или в энергетике, например термография вашего дома покажет вам, где транжирится энергия.

***Низкотемпературные измерения.*** Особое место занимает проблема точного измерения температуры криогенных (очень холодных) систем. Задача сводится к выяснению вопроса, насколько температура близка к абсолютному нулю (0 К=—273,16°С). Здесь имеются два пути: измерение сопротивления обычного углеродсодержащего резистора, которое при низких температурах резко возрастает, и измерение парамагнитных свойств некоторых солей. Эти вопросы касаются специальной области измерительной техники и здесь рассматриваться не будут.

***Измерения позволяют управлять.*** Если имеется способ регулировать некоторую количественную величину, то при наличии хорошей измерительной аппаратуры можно точно управлять этой величиной. В частности, термисторы обеспечивают прекрасное управление температурой ванны или печи [1].

## 14.02. Уровень излучения

Измерение, синхронизация и наблюдение слабых световых потоков достигли высокого уровня благодаря существованию методов усиления, которые неприменимы в обычной схемотехнике. Фотоумножители, усилители с канальными пластинами, ПЗС (приборы с зарядовой связью) и УУКМ (усилитель + усилитель с кремниевой мишенью) включены в каталог высококачественных оптических детекторов. Мы сначала расскажем о самых простых детекторах (фотодиодах и фототранзисторах), а затем перейдем к экзотическим и удивительным устройствам.

***Фотодиоды и фототранзисторы.*** Диодный переход работает как фотодетектор. Свет создает электронно-дырочные пары и тем самым вызывает ток во внешней цепи. Диоды, используемые в качестве фотодетекторов (фотодиоды и $p$ — $i$ — $n$-диоды), имеют прозрачный корпус и обладают хорошим быстродействием, высоким к. п. д., низким уровнем шума и малыми токами утечки. Простейший режим работы фотодиода — это когда он соединен параллельно с сопротивлением нагрузки или со входом преобразователя ток/напряжение, как показано на рис. 14.5. Более быстрое срабатывание (при том же фототоке) у обратно-смещенного перехода (рис. 14.6). Быстродействующие

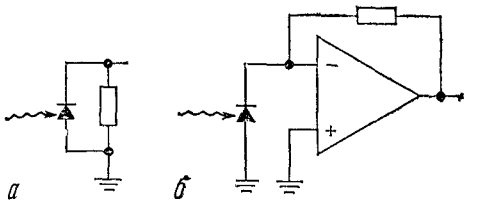


Рис. 14.5.

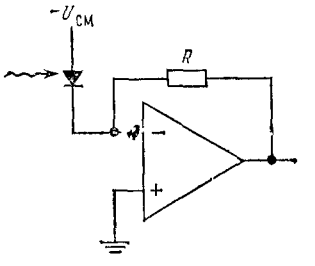


Рис. 14.6.

$p$ — $i$ — $n$-диоды имеют времена срабатывания несколько наносекунд или меньше (ширина полосы 1 ГГц), если нагружены на низкое сопротивление. Следует отметить, что у хороших $p$ — $i$ — $n$-диодов ток утечки так мал (меньше наноампер), что тепловые шумы сопротивления нагрузки становятся доминирующими уже при сопротивлениях, меньших или равных 100 МОм, поэтому отношение быстродействие/шум здесь выбирается на основе компромисса. Кроме того, при работе с низкими уровнями светового потока нужно учитывать и ошибки, вызываемые смещением напряжения на входе усилителя или напряжения сдвига в сочетании с «темновым» сопротивлением фотодиода.

Фотодиоды — прекрасные детекторы излучения в условиях, когда света много, но если уровень излучения низок, то сигнал с его выхода может быть слишком мал. Обычно их чувствительность порядка 1 мкА на 1 мВт падающего излучения. Поток в 1000 фотонов в 1 с, видимый невооруженным глазом, если его сфокусировать на $p$ — $i$ — $n$-диоде, вызовет фототок всего в $4 \cdot 10^{-18}$ А, что совершенно невозможно выделить на фоне шума и тока утечки. Здесь лучше применять не фотодиоды, чувствительные к фотонам (см. след. раздел о фотоумножителях), а так называемые *фототранзисторы*, которые имеют значительно больший выходной ток, чем фотодиоды, при сравнимых уровнях облучения, но хуже по быстродействию. Фототранзисторы работают как обычные транзисторы, но ток базы — это фототок, получаемый в переходе база — коллектор. Недорогие фототранзисторы типа FPT120 имеют выходной ток в несколько миллиампер при освещенности 1 мВт/см$^2$, времена нарастания и спада равны 18 мкс, а фототранзисторы Дарлингтона типа FPT400 имеют еще больший фототок, но время нарастания у них составляет 100 мкс. Заметим, однако, что добавочное усиление тока в фототранзисторах или в составных фототранзисторах не

[1] Имеются в виду технологические, а не бытовые агрегаты в первую очередь. *Прим. ред.*



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

улучшает их способность детектировать очень малые уровни света (чувствительность), поскольку нижний предельный уровень определяется «темновым током» детекторного диода.

***Оптоизоляторы.*** На основе фотодиодов и фототранзисторов в сочетании со светоизлучающими диодами (СИД) строятся оптически связанные изоляторы — устройства, предназначенные для изоляции источника сигнала от его нагрузки [1]. Промышленностью выпускаются самые разнообразные модификации — от простой пары светодиод — фототранзистор типа популярного Monsanto MCA-2 до быстродействующих устройств для логических сигналов с ТТЛ-согласованными входами и выходами. Обычно эти устройства обеспечивают изоляцию на 3 кВ, сопротивление изоляции $10^{12}$ Ом и емкость связи между входом и выходом меньше 1 пФ.

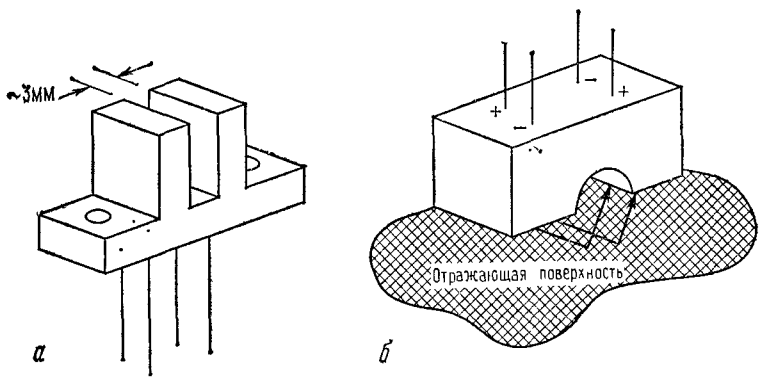



Рис. 14.7. «Прямой» оптический прерыватель (*а*) и индикатор отраженного света (*б*).

Интересна модель оптического прерывателя (ключа), представляющего собой пару светодиод — фототранзистор с зазором около 3 мм. Этот прибор чувствует присутствие, например, непрозрачной полоски бумаги или вращающегося диска с прорезями. Другой вид этого устройства имеет светодиод и фотодетектор, «глядящие» в одном направлении. Эта модель чувствительна к присутствию вблизи отражающих объектов (во всяком случае, в течение достаточного времени). Схематично эти устройства показаны на рис. 14.7.

***Фотоумножители.*** Для детектирования и измерения малых световых потоков (и иногда с наносекундным разрешением) лучше всего пригодны фотоумножители. В них фотоны (мельчайшие частицы света) вырывают с «фотокатода», изготовленного из светочувствительного щелочного металла, электроны. В фотоумножителе этот слабый фототок усиливается благодаря ускоренному движению электронов к последующим поверхностям (динодам), из которых легко вырываются

[1] Оптроны или оптронные гальванические разделители.— *Прим. ред.*



дополнительные электроны. Рис. 14.8 иллюстрирует этот процесс. При таком «электронном умножении» шум первоначального сигнала фототока практически не усиливается. Делитель напряжения обычно рассчитывают так, чтобы между соседними динодами падало по 100 В, при этом усиление на каждом каскаде было равно 10 или общее $10^6$. В конце концов ток собирается на аноде, потенциал которого близок к земле (рис. 14.9), и он бывает настолько велик, что шумы последующего усилителя уже не играют роли.

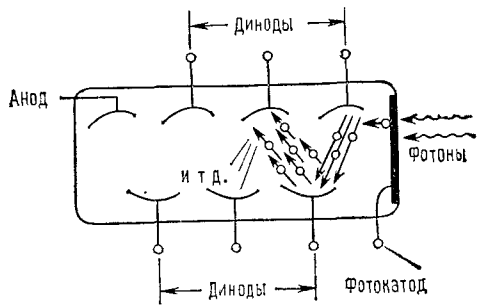



Рис. 14.8. Процесс умножения в фотоумножителях.

Наиболее эффективные фотокатодные материалы имеют квантовый выход, превышающий 25%, и благодаря большому усилению, обеспечиваемому динодами, легко фиксируются отдельные фотоэлектрические акты. Если световой поток очень мал, то сигналы после ФЭУ (фотоумножителя) подаются на импульсный усилитель, интегрирующий заряд, дискриминатор (см. подробнее рис. 13.43) и счетчик. При больших световых потоках количество фотоэлектронов становится столь большим, что анодный *ток* фиксируется как макроскопическая величина. ФЭУ имеют чувствительность порядка 1 А на 1 мкВт, а максимальный анодный ток ФЭУ не должен превышать 1 мА. Таким образом число фотонов практически ограничивается величиной около 1 млн. в секунду, что при грубой оценке соответствует падающей мощности $2 \cdot 10^{-12}$ Вт!

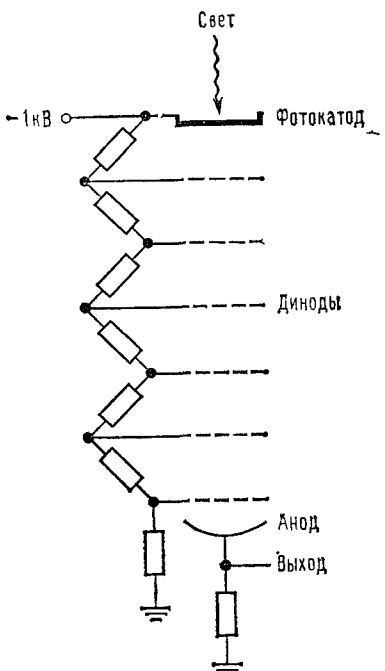



Рис. 14.9. Схема смещения динодов в фотоумножителях.
Все сопротивления приблизительно одинаковы (~100 кОм).

Обычно выпускаемые электронные приборы работают в режиме как счета импульсов, так и измерения тока на выходе. Например, «квантовый фотометр» фирмы PAR с встроенным источником высокого напряжения работает в обоих режимах. Он имеет 11 диапазонов для счета импульсов (полная шкала от 10 имп./с до $10^6$ имп./с) и 11 диапазонов считывания анодного тока (полная шкала 10 нА—1 мА).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Даже в условиях полной темноты на аноде будет небольшой ток. Он вызывается тепловыми электронами, исходящими из фотокатода и динодов, и его можно уменьшить, если охлаждать ФЭУ до температуры —25°С и ниже. Обычно темновые токи для светочувствительного катода ФЭУ из щелочноземельных металлов имеют величину примерно 30 ед./(с·см$^2$ площади катода) при комнатной температуре. Охлажденный ФЭУ с небольшим катодом имеет темновой ток меньше единицы в секунду. Следует помнить, что ФЭУ с включенным напряжением питания не должен подвергаться воздействию обычного света; для ФЭУ, в окно которого попал дневной свет даже при отключенном питании, требуется 24 ч или более, чтобы он «остыл» и его темновой ток вернулся к нормальному уровню.

По сравнению с фотодиодами ФЭУ обладают более высоким квантовым выходом, сохраняя быстродействие (время нарастания обычно равно 2 нс). Однако они громоздки и требуют стабилизированного источника высокого напряжения, поскольку усиление ФЭУ возрастает экспоненциально в зависимости от приложенного напряжения.

Особое значение приобретают ФЭУ при работе с чрезвычайно малыми световыми потоками. Они используются при токах анода порядка микроампера или менее, следовательно, ФЭУ легко «видят» свет, который вы не можете видеть. Фотоэлектронные умножители применяют не только для непосредственного детектирования света, как в астрономии (фотометрия) и биологии (биолюминесценция, флуоресценция), но и в схемах совпадений со сцинтилляторами типа детекторов частиц и детекторов рентгеновского и гамма-излучения, которые будут рассматриваться в разд. 14.07. ФЭУ широко используются в спектрофотометрии, где они в сочетании с призмами, дифракционными решетками или интерферометрами позволяют проводить точные измерения оптических спектров.

***ПЗС, усилители изображения, УКМ, УУКМ и диссекторы изображения.*** С помощью некоторых новейших искусных методов можно получить *изображение* на уровне отдельных световых квантов, т. е. можно сформировать изображение с такой же чувствительностью к малым световым потокам, что и в фотоумножителях (не дающих изображение). Эти последние изобретения удивительны. Вы можете сидеть в совершенно темной комнате и смотреть в телевизионный монитор, в котором изображаются, хотя и со множеством «бликов», все предметы в комнате.

Ключевым узлом во всех этих устройствах является электронно-оптический усилитель изображения, на выходе которого формируется яркая реплика входного изображения. Считывание осуществляется либо с помощью обычного видикона (ТВ-камеры) с кремниевой мишенью, либо с помощью матрицы ПЗС. В видиконе изображение, спроецированное на светочувствительную двумерную мишень, считывается сканированием электронного пучка, а в ПЗС — путем сдвига «изображения» по типу аналогового регистра сдвига. Чувствительность телевизионной камеры много ниже уровня отдельных фотонов — это двумерный аналог фотодиода. Поместив перед камерой трубку электронно-оптического усилителя изображения, вы совершите чудо. Схематично этот процесс изображен на рис. 14.10.



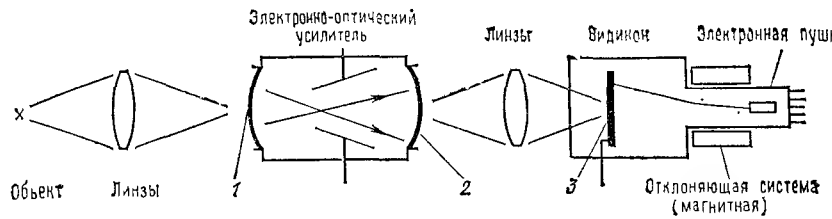



Рис. 14.10. Видикон с одним каскадом усиления изображения.

*1* — изображения попадают на чувствительный фотокатод, эжекция электронов; 2 — усиленное изображение, формируемое на люминофоре выходного окна ускоренными электронами; 3 — усиленное изображение попадает на чувствительную поверхность видикона, считывание осуществляется сканированием электронного пучка.

Электронно-оптические усилители поступают в двух вариантах. В усилителях с первичной генерацией чувствительная поверхность фотокатода такая же, как и в фотоумножителях. Здесь предусмотрена фокусировка электронов и имеется люминофорный экран, расположенный позади так, что фотоэлектроны от катода ускоряются под действием приложенного высокого напряжения и бомбардируют люминофор с энергией, достаточной, чтобы вызвать яркие вспышки света. С помощью такого усилителя вы можете получить на одном каскаде усиление около 50 с разрешением приблизительно 50 линий на 1 мм. Обычно ставятся два, три или четыре каскада, чтобы получить общее усиление света $10^6$ или более. Входное и выходное окна делаются из стекла с внутренним соответственно фоточувствительным или фосфорным покрытием, или же они могут изготовляться из плотной связки оптических волокон. Оптические волокна обладают тем преимуществом, что позволяют сопрягать совершенно плоские входные и выходные поверхности с искривленной поверхностью трубки. Благодаря волоконной оптике упрощаются внешние оптические узлы, так как можно соединять эти устройства покаскадно, прямо стыкуя их вместе без всяких линз.

Электронно-оптические усилители с вторичной генерацией, в которых используются «микроканальные пластинки», позволяют достичь более высоких значений для коэффициента усиления света на одном каскаде, и их лучше всего использовать при низких уровнях световых потоков, когда число «ионных актов» мало. Положительные ионы вырываются из люминофора и движутся к катоду, где производят сильный всплеск. В этих усилителях в пространство между катодом и люминофором помещается микроканальная пластина, представляющая собой связку микроскопических полых трубок, внутренняя поверхность которых покрыта умножающим слоем по типу динодов.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roma

Фотоэлектроны от катода ударяются снизу об эти каналы, вырывая вторичные электроны, благодаря чему получается усиление света порядка 10 000 (рис. 14.11). Можно получить разрешение около 20 лин./мм, а используя специфические конфигурации («J-канал», «С-канал», «шеврон»), почти полностью решить проблему дефицита ионных актов. В результате получается усилитель изображения с таким же квантовым выходом, как и фотоумножители (20—30%). Использование почти бесшумного умножения электронов позволяет довести уровень усиленного света до уровня чувствительности видикона или ПЗС.

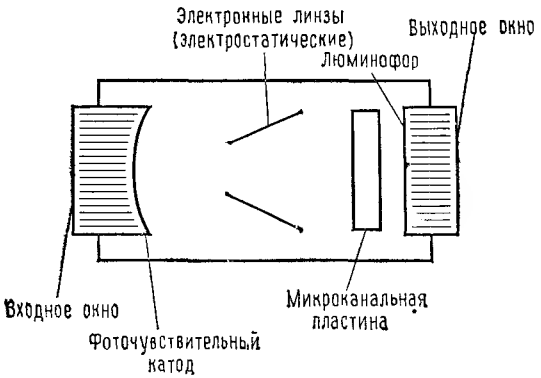



Рис. 14.11. Электронно-оптический усилитель с микроканальной пластиной и с электростатической фокусировкой.

Выходное и входное окна представляют собой связку оптических волокон, микроканальная пластина представляет собой связку полых стеклянных трубок с внутренним покрытием диаметром 10 мкм и длиной 1 мм.

Такие усилители, совмещенные в одной трубке с видиконом, имеющим кремниевую мишень, называют УКМ (усилители с кремниевой мишенью). УУКМ (усилитель + усилитель с кремниевой мишенью) — это УКМ, перед которым с внешней стороны встроен дополнительный усилитель (рис. 14.12). Эти приборы позволяют видеть в темноте и широко применяются как в астрономии, так и для военных действий в ночное время.

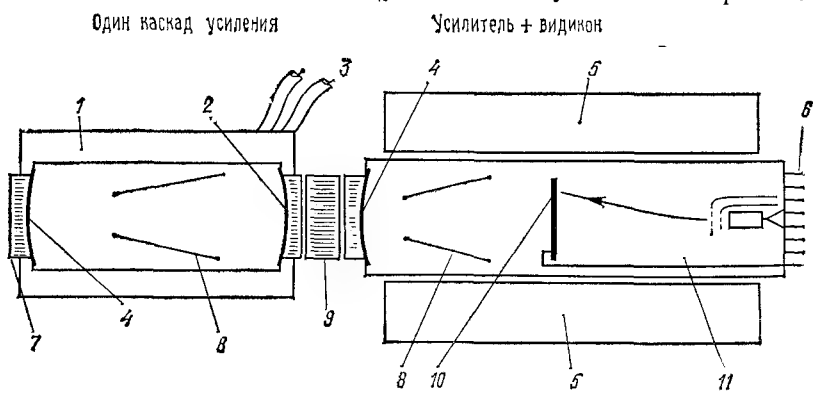



Рис. 14.12. Усилитель + усилитель с кремниевой мишенью (УУКМ).

*1* — изолирующий «герметизирующий» материал; *2* — люминофор; *3* — высоковольтные выводы; *4* — фотокатод; *5* — магнитная отклоняющая система; *6* — цоколь трубки видикона; *7* — входное окно диаметром 18 мм (связка оптических волокон); *8* — электростатическая фокусировка; *9* — стекловолоконный диск; *10* — кремниевая мишень (видикон); *11* — электронный пучок для сканирующего считывания.



Интересную модель фотоэлектронного усилителя изображения представляет собой так называемый диссектор изображения — хитроумное устройство, которое фактически является предшественником описанных приборов. В нем после площадки чувствительного фотокатода располагается цепочка обычных для фотоумножителя динодов. Между фотокатодом и динодами имеется небольшая диафрагма и несколько отклоняющих электродов, так что любое пятно на фотокатоде может стать активной областью генерации электронов, умножаемых системой динодов. Можете считать, что диссектор изображения — это тот же фотоумножитель, но у которого рабочая область на фотокатоде электронным путем может перемещаться. Квантовый выход и усиление те же, что и у обычных ФЭУ, но от усилительных видиконов, ПЗС и УКМ (у всех у них изображение интегрируется) диссекторы отличаются тем, что между считываниями изображение в пределах входного поля зрения не накапливается.

## 14.03. Деформация и смещение

Измерение таких физических переменных, как положение и усиление, само по себе достаточно сложно, и любой измерительный прибор должен включать в себя такие устройства, как тензодатчик, ДПЛП и т. п. Основным здесь является измерение перемещения.

Существует несколько прекрасных методов измерения положения, смещения (изменение положения) и деформации (относительного удлинения).

**ДПЛП.** Весьма распространены ДПЛП (дифференциальные преобразователи линейных перемещений), название которых само объясняет их суть. Они строятся в виде трансформаторов с подвижным сердечником, в которых возбуждается переменным током одна обмотка и измеряется индуцированное напряжение во второй обмотке. Вторичные цепи имеют в середине отвод (или делаются как две отдельные обмотки) и располагаются симметрично по отношению к первичной, как показано на рис. 14.13. ДПЛП выпускаются различных размеров и охватывают диапазон перемещений от 0,125 до 625 мм, с частотами возбуждения от 50 Гц до 25 кГц и точностью от 1 до 0,1% или еще лучше.

**Тензодатчики.** Тензодатчики измеряют удлинение и(или) изгиб сборки из четырех металлических тонкопленочных резисторов, подвергаемой деформации. Они выпускаются в виде законченных комплектов размерами от 0,4 мм до нескольких сантиметров с сопротивлением, обычно равным приблизительно 350 Ом/плечо. Электрическая схема тензодатчиков подобна мосту Уитстона: на два противоположно расположенных зажима подается постоянное напряжение, а с двух других снимается разность потенциалов, как уже рассматривалось в разд. 7.08. Выходные напряжения очень малы, обычно около 3 мВ на 1 В возбуждения при полной шкале деформации, точность от 1 до 0,1% всей шкалы (см. рис. 14.13, *г*).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Очень нелегко измерять относительно малые удлинения, и определение величины деформации в этом случае, к сожалению, ненадежно. Небольшие различия в температурных коэффициентах элементов моста влияют на их чувствительность к температуре, что ограничивает точность измерения деформации. Это проблематично даже в условиях контролируемой температуры окружающей среды из-за явления саморазогрева. Например, при возбуждении постоянным током напряжением

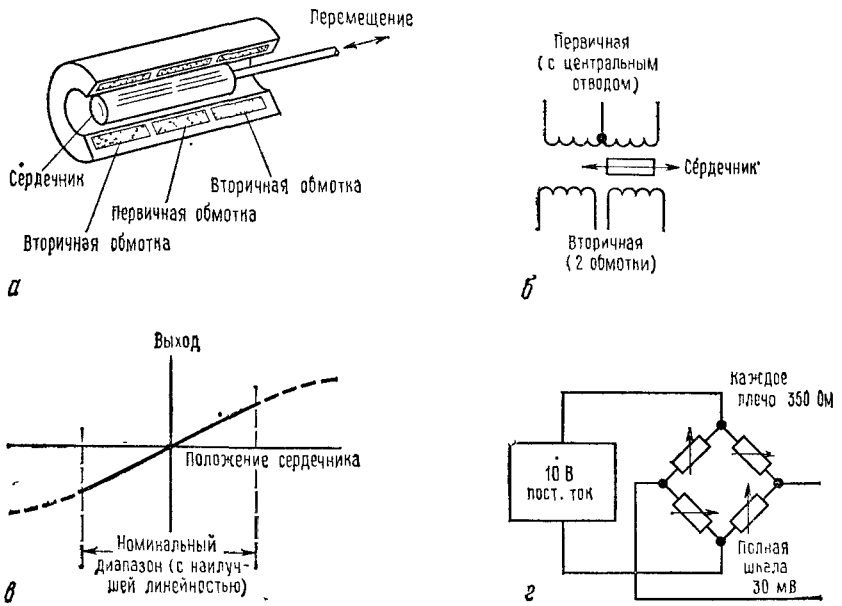



Рис. 14.13. Датчики перемещений.

*а* — дифференциальный преобразователь линейных перемещений (ДПЛП), вид в разрезе; *б* — схема ДПЛП; *в* — выходное напряжение ДПЛП в зависимости от перемещения; *г* — схема тензодатчика.

10 В 350-омного моста в чувствительном элементе рассеивается 300 мВт, а его температура возрастает на 10°С (или больше), что вызывает ошибку в реальном сигнале от 0,1 до 0,5% для всей шкалы.

В последнее время получили распространение полупроводниковые тензодатчики. На выходе они дают сигнал, в 10 раз превышающий сигнал металлопленочных приборов, а их сопротивление составляет несколько сотен омов. И что особенно важно, для их возбуждения можно использовать источник тока, а не источник напряжения, а это дает возможность минимизировать чувствительность к температуре.

**Емкостные преобразователи.** Очень чувствительный метод измерения перемещений может быть реализован, если использовать преобразователь, состоящий просто из двух близко расположенных друг к другу пластин или из пластины, заключенной между парой внешних



пластин. Включив такой конденсатор в резонансную схему или используя мост, возбуждаемый переменным током высокой частоты, можете улавливать и измерять очень малые изменения положения. Емкостные микрофоны используют этот принцип для преобразования акустического давления или скорости его изменения в электрический сигнал звуковой частоты.

Интересные схемные решения применяются в усилителях для конденсаторных микрофонов, и они имеют большое практическое значение, поскольку многие из лучших микрофонов для записи являются просто емкостными датчиками положения, состоящими из тонкой металлизированной пластиковой фольги, расположенной почти вплотную к жестко закрепленной пластине. Конденсатор заряжается через большое сопротивление напряжением от 50 до 100 В, и фиксируются изменения напряжения при движении диафрагмы в звуковом поле.

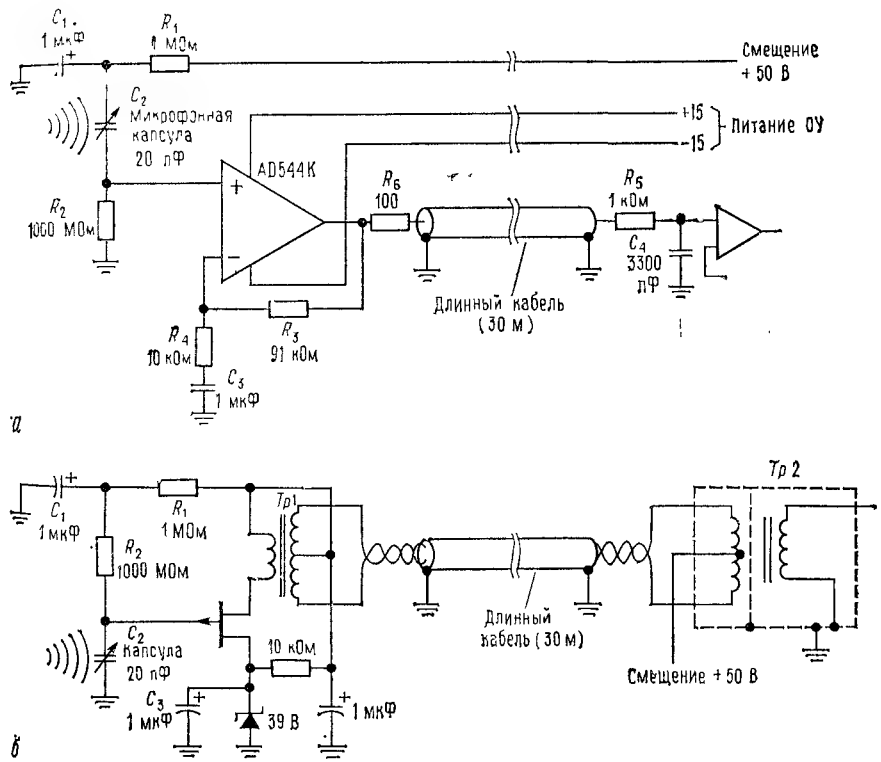



Рис. 14.14. Усилители для емкостных микрофонов.

Конденсаторные микрофоны имеют чрезвычайно высокие импедансы источника (типичная капсула имеет емкость около 20 пФ или реактивное сопротивление около 400 МОм при 20 Гц), поэтому шансы,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

что сигнал сумеет пройти даже через кабель малой длины, практически отсутствуют, если не поместить непосредственно при капсуле предусилитель. На рис. 14.14 представлены два способа усиления напряжения с капсулы, амплитуда которого может принимать значения от 1 мВ до 100 мВ (эфф.) для обычно используемых материалов. В первой схеме малошумящий операционный усилитель на полевых транзисторах обеспечивает усиление 20 дБ и низкое выходное сопротивление, необходимое, чтобы возбудить однопроводную экранированную линию. Поскольку усилитель должен располагаться вплотную к капсуле микрофона (в пределах нескольких сантиметров), следует рабочие напряжения (смещение для капсулы, а также питание ОУ) подавать через микрофонный кабель, а в данном случае по дополнительным проводам. Особенностью этой схемы является плавающая микрофонная капсула, позволяющая упростить задание смещения ОУ. $R_1$ и $C_1$ — фильтр напряжения смещения микрофона, а $R_2$ должен иметь высокое сопротивление по сравнению с капсулой на всех звуковых частотах. $R_3$ и $C_4$ образуют фильтр ВЧ, так как линия несбалансирована и в нее, следовательно, могут проникать радиочастотные наводки и помехи.

Эта схема не лишена некоторых недостатков. Она требует 4-жильного кабеля, тогда как промышленностью выпускается стандартный экранированный двухжильный кабель. К тому же плавающая капсула создает чисто технические трудности. Эти недостатки ликвидируются во второй схеме, где смещение на капсулу подается по линии, служащей и для передачи звуковой частоты, причем линия представляет собой согласованную 200-омную пару. Один электрод капсулы заземлен, а $p$-канальный $p$ — $n$-полевой транзистор (ПТ) используется в режиме истокового повторителя, работающего на небольшой трансформатор звуковой частоты. Однополюсный выход восстанавливается на удаленном конце, где смещение подается на центральное ответвление трансформатора. Кое-кто может возразить, что увеличение числа трансформаторов — плохая идея, но на практике они прекрасно работают.

**Углы.** Угол поворота объекта с достаточно хорошей точностью можно преобразовать в электрические сигналы. Например, имеются модификации ДПЛП для измерения углов поворота, весьма популярны вращающиеся синусно-косинусные преобразователи. В обоих случаях используется возбуждение переменным током, и угловое положение легко измеряется вплоть до дуговой минуты. Приложив некоторые усилия, можно измерять углы и на уровне дуговой секунды. В других приборах используется, например, световой пучок, падающий на стеклянный диск с серыми радиальными штрихами.

**Интерферометрия.** Измерения положения с высокой точностью можно проводить, используя отражение лазерного луча от зеркал, скрепленных с предметом, и считывая число интерференционных полос. Предельная точность таких методов определяется длиной волны излучения, так что приходится приложить большие усилия, чтобы добиться точности, большей чем полмикрона (1 микрон, или микрометр, равен 1/1000 мм). Например, промышленный измеритель (5526A) на лазере, выпускаемый фирмой Hewlett — Packard, имеет разрешение, приближающееся к $10^{-6}$ см, или 0,1 дуговой секунды. Лазерные интерферометры сейчас используют для непрерывных наблюдений, для измерений плоскостности и для решения различных задач в научно-исследовательских лабораториях.



В Национальном бюро стандартов большинство прецизионных измерений размеров осуществляется интерференционно с помощью Deslatt. Дислэтты, несомненно, прекрасны, когда требуется проводить прецизионные физические измерения, так как они позволяют измерять интервалы до миллиангстрема ($10^{-11}$ см) и углы в дуговых миллисекундах.

**Кварцевые генераторы.** Кварцевые кристаллы откликаются на деформацию изменением своей резонансной частоты, таким образом обеспечивая очень точный метод измерения малых смещений или изменений давления. Кварцевые преобразователи давления обеспечивают самое высокое разрешение из всех устройств, имеющихся в настоящее время (об этом см. ниже).

### 14.04. Ускорение, давление, сила, скорость

Описанные методы позволяют измерять ускорение, давление и силу. Акселерометры [1] содержат в себе тензодатчик, связанный с массивным пробником, или датчик емкостного типа, которые реагируют на изменение в положении этой пробной массы. В акселерометрах, которые измеряют непосредственно перемещение пробной массы для получения выходного сигнала, приходится демпфировать систему для предотвращения колебаний. В некоторых системах используют обратную связь, препятствующую массе перемещаться относительно тела акселерометра. В этом случае выходной сигнал акселерометра будет соответствовать величине силы, возникающей в петле обратной связи.

ДПЛП, тензодатчики, емкостные преобразователи и кварцевые генераторы применяются для измерений давления в сочетании со специальными устройствами, такими, как манометр Бурдона, полые спиральные кварцевые трубки, которые раскручиваются при заполнении газом. ДПЛП, например, охватывают область измерений от 70 гс/см² до 7 тс/см² или больше. Кварцевые осцилляторы обеспечивают самое высокое разрешение и точность. Образцы, выпускаемые фирмой Paroscientific, обеспечивают точность 0,01% и стабильность 0,001%. Фирма Hewlett — Packard выпускает кварцевые манометры с полной шкалой 800 кгс/см² и паспортным разрешением (0,7 гс/см²).

Для измерения силы и веса часто используются ДПЛП, хотя здесь подходит любой метод измерения перемещений. Полная шкала общедоступного ряда приборов охватывает диапазон от 10 г до 250 т с точ-

[1] Датчики ускорения.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ностью 0,1%. Для измерения с высокой точностью малых сил в лабораторных условиях используют приборы с торсионным балансированием кварцевой нити, электростатической балансировкой и т. п. Интересный пример современного подхода представляет собой гравиметр разработки фирм Goodkind и Warburton. В нем вес сверхпроводящей сферы под действием магнитного поля грубо компенсируется в нуль, а остаточный небаланс снимается с помощью электростатических датчиков и пластин. Такой метод позволяет измерять изменения гравитационного поля до $10^{-8}$ и с легкостью наблюдать изменение барометрического давления, связанное с влиянием воздушных масс на локальное гравитационное поле!

***Магнитные преобразователи скорости.*** Прежде всего следует отметить, что датчики перемещений можно использовать для измерения скорости, которая является производной положения по времени. Однако можно и непосредственно проводить измерения скорости, принимая во внимание, что напряжение, индуцируемое в проволочной петле, движущейся в магнитном поле, пропорционально скорости изменения магнитного потока, пронизывающего петлю. Такие устройства для измерения скорости содержат длинную проволочную катушку с магнитным сердечником, движущимся внутри ее.

Чаще всего магнитные датчики скорости используются в промышленных звукозаписывающих и воспроизводящих устройствах: микрофонах (и в обратном варианте — громкоговорителе), кассетных магнитофонах, электромагнитных звукоснимателях, аналоговых записывающих устройствах [1]. Эти датчики обычно дают сигналы очень низкого уровня (несколько милливольт) и требуют своеобразных схемных решений. Чтобы получить высококачественное воспроизведение звука, надо снизить шумы и наводки на 60 дБ и более, т. е. до уровня микровольт. Поскольку в студиях звукозаписи и на радиостанциях эти сигналы проходят по кабелю очень большие расстояния, задача может осложниться.

На рис. 14.15 показаны способы усиления слабых сигналов от микрофонов и магнитных звукоснимателей. Динамический микрофон противоположен по принципу громкоговорителю: катушка под действием звукового давления движется в магнитном поле. Выходной импеданс этих приборов 200 Ом, а уровень сигналов от 50 мкВ до 5 мВ (эфф.) для тихой речи и концертного зала соответственно. Всякий соединительный кабель значительной длины представляет собой сбалансированную и экранированную скрученную пару и заканчивается стандартным 3-штырьковым разъемом Cannon для звуковой аппаратуры.

На дальнем конце кабеля производится преобразование сопротивления к уровню около 50 кОм с помощью высококачественного звукового согласующего трансформатора, как показано на рис. 14.15, *а*.

[1] Магнитная головка магнитофона — типичный датчик скорости.— *Прим. ред.*



Уровень сигнала при этом трансформируется к значениям от 1 мВ до 100 мВ (эфф.), и, как показано, далее сигнал должен усиливаться малошумящим предусилителем. Хотя часто используются предусилители с усилением 40 дБ, но, чтобы получить хорошие параметры при перегрузках, лучше остановиться на усилении 20 дБ. Это особенно

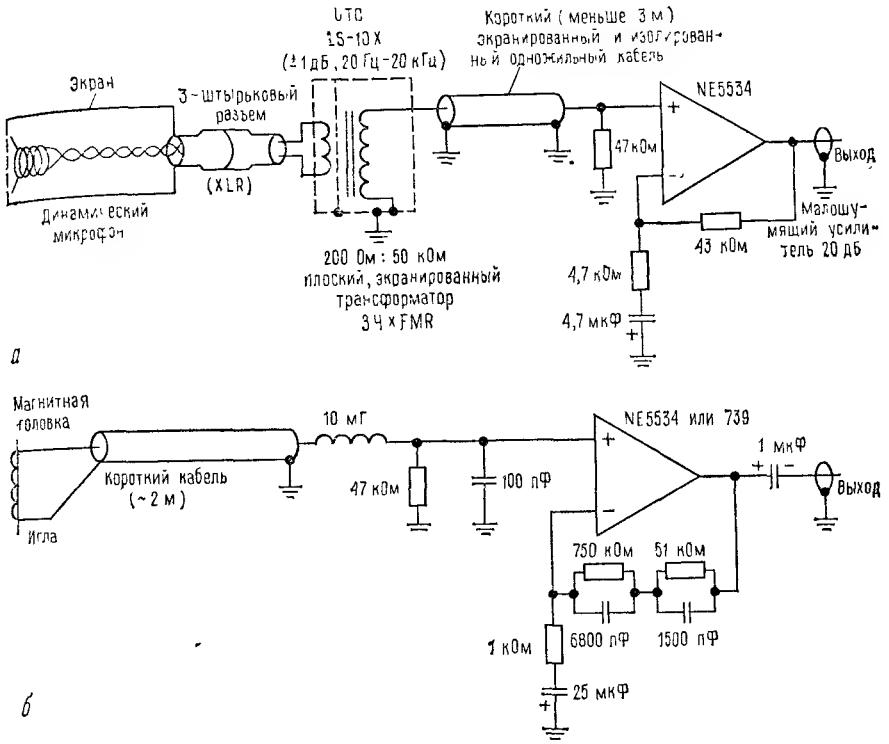



Рис. 14.15. Усилители для динамического микрофона и электромагнитного звукоснимателя.

справедливо при записи популярной музыки, где певцы часто заканчивают выступление выкриками прямо в микрофон. Использование сбалансированного 200-омного микрофонного кабеля значительно ослабляет помехи благодаря его способности сильно подавлять синфазные сигналы. Хорошие трансформаторы звуковых частот, предназначенные для такого рода применений, имеют электростатический экран между обмотками, что дополнительно уменьшает чувствительность к ВЧ-наводкам. Если радиочастотные помехи недостаточно подавляются этой схемой, как может быть при наличии близко расположенных передающих станций, можно добавить на входе предусилителя низкочастотный фильтр. Наводки можно подавить, если после-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

довательно входу подключить резистор 1 кОм (или небольшой дроссель) и заземленный конденсатор 100 пФ.

Звукосниматели не нуждаются в сбалансированной линии, так как кабель к предусилителю обычно очень короткий. Стандартный способ — это просто использовать одножильный экранированный провод, конец которого заземляется через 47 кОм, что нужно для получения надлежащей частотной характеристики (рис. 14.15, *б*). Здесь показан также входной фильтр для уменьшения наводок радиочастот, которые являются всеобщей проблемой в городах. ВЧ-сигналы на входе звуковой аппаратуры ставят специфические задачи, так как вследствие нелинейностей усилителя звуковых частот в диапазоне радиочастот происходит их паразитное детектирование, в результате чего возникают помехи на звуковых частотах и искажения [1]. При конструировании ВЧ-фильтра нельзя делать емкость нагрузки большой (не больше 300 пФ, включая емкость кабеля), иначе изменится частотная характеристика полезного сигнала. Чтобы сохранить уровень шума низким, сопротивление последовательной цепи следует выбирать не более нескольких сотен омов. До некоторой степени бóльшие величины индуктивности можно безбоязненно использовать, поскольку индуктивность самой головки обычно составляет 0,5 Г. Приведенная усилительная схема имеет стандартную характеристику RIAA, используемую для звукозаписи в США.

### 14.05. Магнитное поле

Точные измерения магнитных полей необходимы в научных исследованиях при наличии измерительной аппаратуры, в которой используются магнитные поля (магнитный резонанс, магнетроны, приборы с магнитной фокусировкой электронов и т. п.), а также в геологии при разведке полезных ископаемых. Для измерений на уровне 1% достаточно датчиков на эффекте Холла. Эффект Холла вызывает появление поперечного напряжения на токонесущем куске материала (обычно это полупроводник), помещенном в магнитное поле, и полная шкала промышленных магнитометров на основе эффекта Холла перекрывает область от 1 Гс (гаусс) до 10 кГс. Чтобы вы имели представление о масштабе этих величин, скажем, что земля обладает полем примерно 0,5 Гс, в то время как сильный постоянный магнит — несколько сотен гаусс. Холловские магнитометры дешевы, несложны, небольших размеров и надежны. Эффект Холла используется также при построении бесконтактных распределительных щитов и панелей переключений, как было отмечено в разд. 9.04.

Давно известен метод, в котором многовитковая проволочная катушка либо вращается в магнитном поле с некоторой постоянной скоростью, либо перемещается поступательно. При этом измеряется соответственно или индуцированное переменное напряжение, или интегральный ток. Сама по себе катушка очень проста, и для нее имеется стройная электромагнитная теория, но применение таких катушек делает приборы громоздкими, да и выглядят они старомодно.

[1] Сигнал радиостанции накладывается на полезный сигнал.— *Прим. ред.*



Для измерения очень малых магнитных полей нет ничего лучше СКИПа (SQUID — сверхпроводящий квантовый интерференционный прибор) — весьма хитроумного устройства на сверхпроводниках, легко измеряющего один квант магнитного потока (0,2 мкГс на 1 см$^2$). С помощью СКИПа можно измерить магнитное поле, наводимое в вашем теле, когда вы пьете стакан холодной воды, если это зачем-либо понадобится. Имеются фантастические устройства, требующие значительного оснащения криогенной аппаратурой, жидким гелием и т. п., и здесь нет необходимости их рассматривать.

Точные измерения магнитного поля в диапазоне килогаусса лучше всего осуществляются с помощью ЯМР (ядерный магнитный резонанс)-магнитометра. Это устройство, в котором используется прецессия атомных ядер (обычно водорода) во внешнем магнитном поле. Этим методом пользуются физики, и точность измерения без усилий достигается порядка $10^{-6}$ или еще лучше. Поскольку выходным сигналом является *частота*, подходят все методы точного измерения частоты — времени (более подробно об этом сказано ниже).

В таких приборах, как магнитометры с насыщенным сердечником и магнитные усилители, осуществляется еще один способ измерения магнитных полей. В них феррит возбуждается переменным полем, а наблюдаемый сигнал соответствует наложенному внешнему полю.

### 14.06. Вакуумные манометры

Измерения в вакууме, к счастью, не вызывают затруднений, и вакуум играет немаловажную роль, например, при производстве транзисторов и ИМС, изготовлении тонких пленок и сублимации кофе. Основным измерительным прибором в подобных процессах служит ионизационный манометр, который внешне напоминает вывернутую наизнанку вакуумную лампу — триод (рис. 14.16). Горячая нить накала испускает электроны, которые притягиваются к положительно заряженному аноду. На пути к аноду пучок электронов сталкивается с находящимися в трубке молекулами газа и создает положительно заряженные ионы, которые притягиваются к центральному электроду, потенциал которого близок к потенциалу земли. Ионный ток в точности пропорционален молекулярной плотности газа, то есть

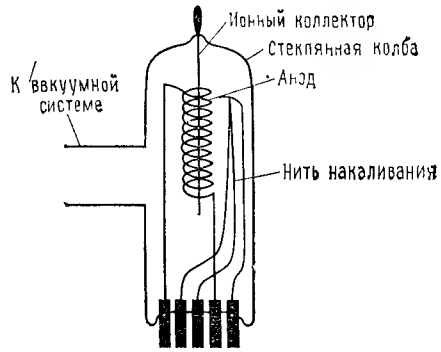


Рис. 14.16. Ионизационный манометр.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

давлению. Ионные манометры используют в тех случаях, когда давление (вакуум!) измеряется в пределах от $10^{-4}$ до $10^{-10}$ мм рт. ст. (единица давления 1 мм рт. ст. называется также торром, нормальное атмосферное давление равно 760 мм рт. ст.). Для того чтобы поддерживать давление равным $10^{-10}$ мм рт. ст., требуется величайшая тщательность в работе, даже наличие отпечатка пальца на внутренней стороне баллона может свести на нет все ваши усилия.

Для измерения более умеренных уровней давления (от 1 мм рт. ст. до 1 мкм рт. ст., такое давление создают с помощью механических форвакуумных насосов) чаще всего используют манометры с термопарой. Такой манометр представляет собой термопару, соединенную с небольшим нагревателем; через нагреватель пропускают некоторый ток и определяют температуру с помощью термопары. «Аппарат» охлаждается остаточным газом, при этом понижается выходное напряжение термопары. Манометры с термопарами обычно используют для того, чтобы узнать, когда можно включать насосы (диффузионные или ионизационные) высокого вакуума.

### 14.07. Детекторы элементарных частиц

В ядерной физике и физике элементарных частиц, а также в многочисленных областях науки, использующих в своей практике радиоактивные частицы (медицина, судебная экспертиза, промышленный контроль и т. п.), существенное место отводится вопросам обнаружения, идентификации, спектрального анализа заряженных частиц и фотонов высоких энергий (рентгеновских лучей и гамма-лучей). Сначала рассмотрим детекторы рентгеновского и гамма-излучения, а затем детекторы заряженных частиц.

***Детекторы рентгеновского и гамма-излучения.*** Классический образ искателя урана предполагает седеющего, измученного жарой субъекта, который бродит по пустыне со счетчиком Гейгера в руке. В наши дни в отношении детекторов достигнут значительный прогресс. Во всех современных детекторах используется следующий эффект: энергия поступающего в детектор фотона используется для ионизации какого-либо атома, при этом благодаря фотоэлектрическому эффекту излучается электрон. С этим электроном поступают по-разному в различных типах датчиков.

**Ионизационная камера, пропорциональный счетчик, счетчик Гейгера.** Эти детекторы состоят из цилиндрической (как правило) камеры, имеющей в диаметре несколько сантиметров, и проходящего в центре тонкого провода. Камера бывает заполнена каким-либо газом или смесью газов. С одной стороны имеется узкое «окошко» из материала, пропускающего интересующее вас излучение (пластик, бериллий и т. п.). Центральный провод имеет положительный потенциал и подключается к некоторой электронной схеме. Типичная конструкция такого детектора представлена на рис. 14.17.



Когда в камере появляется квант излучения, он ионизирует атом, и тот испускает фотоэлектрон, последний затем отдает энергию, ионизируя атомы газа до тех пор, пока запас энергии не иссякнет. Оказывается, что электрон отдает около 20 В энергии [1] в расчете на создаваемую им пару электрон — ион, следовательно, полный заряд, высвобожденный фотоэлектроном, пропорционален энергии, которую первоначально несло излучение. В ионизационной камере этот заряд собирается и усиливается усилителем заряда (интегрирующим), который работает также как фотоумножитель. Итак, выходной импульс пропорционален энергии излучения. Аналогичным образом работает пропорциональный счетчик, но на его центральном проводе поддерживается более высокое напряжение, следовательно, притягиваемые к нему электроны вызывают дополнительную ионизацию и результирующий сигнал получается бо́льшим. Эффект умножения заряда позволяет использовать пропорциональные счетчики при небольших значениях энергии излучения (порядка киловольт и ниже), когда ионизационные счетчики использовать невозможно. В счетчике Гейгера на центральном проводе поддерживается достаточно высокое напряжение, при котором *любая* начальная ионизация порождает большой одиночный выходной импульс (фиксированной величины). В данном случае вы получаете хороший большой выходной импульс, но не имеете никакой информации об энергии рентгеновского излучения.

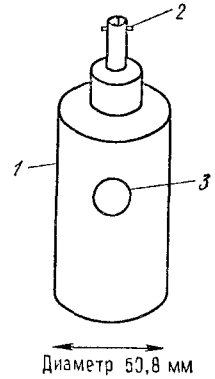



Рис. 14.17. Пропорциональный счетчик частиц.
Вдоль оси проходит вольфрамовый провод диаметром 0,0254 мм. *1* — смесь газов: 87% Ar, 10% Xe, 3% $CO_2$; *2* — разъем MHV (высоковольтный разъем типа BNC), *3* — окошко диаметром 25,4 мм с фольгой из бериллия толщиной 25 мкм.

В разд. 14.16 вы познакомитесь с интересным прибором, называемым анализатором ширины импульсов, который позволяет преобразовать последовательность импульсов различной ширины в гистограмму. Если ширина импульса является мерой энергии частицы, то с помощью такого прибора получим не что иное, как энергетический спектр! Итак, с помощью пропорционального счетчика (но не счетчика Гейгера) можно проводить спектрографический анализ излучения.

Подобные газонаполненные счетчики используют в диапазоне значений энергии от 1 кэВ до 100 кэВ [2]. Пропорциональные счетчики обладают разрешающей способностью порядка 15% при значении энергии 5,9 кэВ (распространенная для излучения калибровка, которую обеспечивает распад железа-55). Они недороги и могут иметь как очень большие, так и очень маленькие габариты, но для них требуется высокостабильный источник питания (умножение растет по экспоненциальному закону с напряжением), и они не отличаются

[1] Имеется в виду электрон-вольт.— *Прим. ред.*
[2] Килоэлектрон-вольт.— *Прим. ред.*



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

высоким быстродействием (максимальная практически достижимая скорость счета грубо определяется величиной 25 000 имп./с).

**Сцинтилляторы.** Сцинтилляторы преобразуют энергию фотоэлектрона, электрона Комптона или пары электрон — позитрон в световой импульс, который воспринимается подключенным к прибору фотоумножителем. Распространенным сцинтиллятором является кристаллический иодид натрия (NaI) с примесью таллия. Как и в пропорциональном счетчике, в этом датчике выходной импульс пропорционален поступающей энергии рентгеновского (или гамма) излучения, а это значит, что с помощью анализатора ширины импульсов можно производить спектрографический анализ (разд. 14.16). Обычно кристалл NaI обеспечивает разрешение порядка 7% при значении энергии 1,3 МэВ (распространенная для гамма-излучения калибровка, которую обеспечивает распад кобальта-60) и используется в энергетическом диапазоне от 10 кэВ до нескольких ГэВ. Световой импульс имеет длительность порядка 1 мкс, следовательно, эти детекторы обладают достаточно высоким быстродействием. Кристаллы NaI могут иметь различные размеры, вплоть до нескольких сантиметров, однако они сильно поглощают воду, следовательно, хранить их следует в закрытом виде. В связи с тем, что свет нужно каким-то образом устранять, кристаллы обычно поставляют в металлическом корпусе, имеющем окошко, закрытое тонкой пластинкой алюминия или бериллия, в котором находится интегральный фотоумножитель.

В сцинтилляторах используют также пластики (органические материалы), которые отличаются тем, что они очень недороги. Разрешение у них хуже, чем у иодида натрия, и используют их в основном в тех случаях, когда имеют дело с энергией выше 1 МэВ. Световые импульсы получаются очень короткими — их длительность составляет примерно 10 нс. В биологических исследованиях в качестве сцинтилляторов используют жидкости («коктейли»). При этом материал, исследуемый на радиоактивность, примешивается к «коктейлю», который помещается в темную камеру с фотоумножителем. В биологических лабораториях можно встретить очень красивые приборы, в которых процесс автоматизирован; в них через камеру счетчика одна за другой помещаются различные ампулы и регистрируются результаты.

**Детекторы на твердом теле.** Как и в других областях электроники, революцию в области обнаружения рентгеновского и гамма-излучения произвели достижения в технологии изготовления кремниевых и германиевых полупроводников. Детекторы на твердом теле работают точно так же, как классические ионизационные камеры, но активный объем камеры заполняется в данном случае непроводящим (чистым) полупроводником. Приложенный потенциал порядка 1000 В вызывает ионизацию и генерирует импульс заряда. При использовании кремния электрон теряет всего около 2 эВ на пару электрон-ион, значит, при той же энергии рентгеновского излучения создается гораздо больше ионов, чем в пропорциональном газонаполненном детекторе, и обеспечивается лучшее энергетическое разрешение благодаря более представительным статистическим данным. Некоторые другие, менее значительные эффекты также способствуют тому, что прибор имеет улучшенные характеристики.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Выпускают несколько разновидностей детекторов на твердом теле: на основе Si(Li) (называется «силли»), Ge(Li) («жилли») и чистого германия (или IG), отличающихся друг от друга материалом полупроводника и примесей, используемых для того, чтобы обеспечить изолирующие свойства. Все они работают при температуре жидкого азота

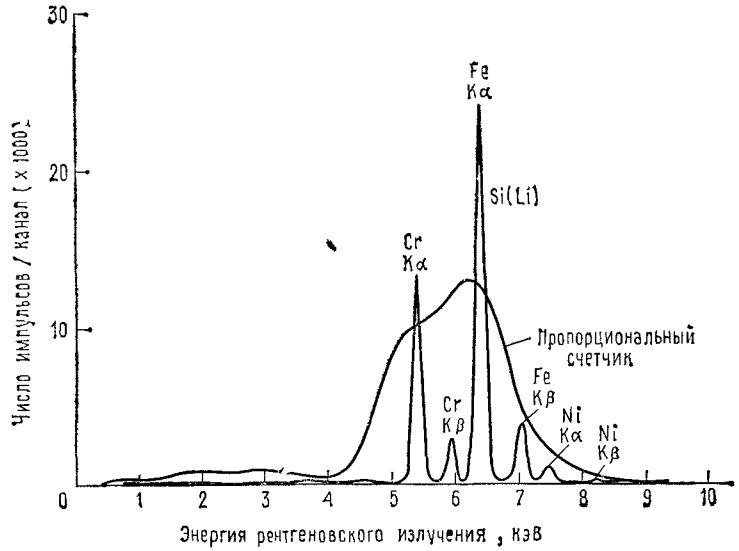



Рис. 14.18. Рентгеновский спектр листа нержавеющей стали, полученный с помощью аргонового пропорционального счетчика и детектора на основе Si(Li).

(—196°С), и все типы полупроводников с примесью лития нужно постоянно держать в холодном состоянии (повышенная температура влияет на детектор так же плохо, как на свежую рыбу). Типовые детекторы на основе Si(Li) имеют диаметр от 4 до 16 мм и используются в энергетическом диапазоне от 1 до 50 кэВ. Детекторы на основе Ge(Li) и IG используют при работе с более высокими значениями энергии, от 10 кэВ до 10 МэВ. Хорошие детекторы на основе Si(Li) обладают разрешением 150 эВ при значении энергии 5,9 кэВ (2,5%, разрешение в 6—9 раз лучше, чем у пропорциональных счетчиков), германиевые детекторы обладают разрешением порядка 1,8 кэВ при значении энергии 1,3 МэВ (0,14%).

Для того чтобы проиллюстрировать, что дает такое высокое разрешение, мы бомбардировали лист нержавеющей стали протонами с энергией 2 МэВ и проанализировали полученный рентгеновский спектр. Это явление называют рентгеновской эмиссией за счет протонов, и оно является мощным средством анализа веществ, при котором используется взаимное расположение спектров элементов. На рис. 14.18

показан энергетический спектр (полученный с помощью анализатора ширины импульсов), каждому элементу соответствуют два видимых

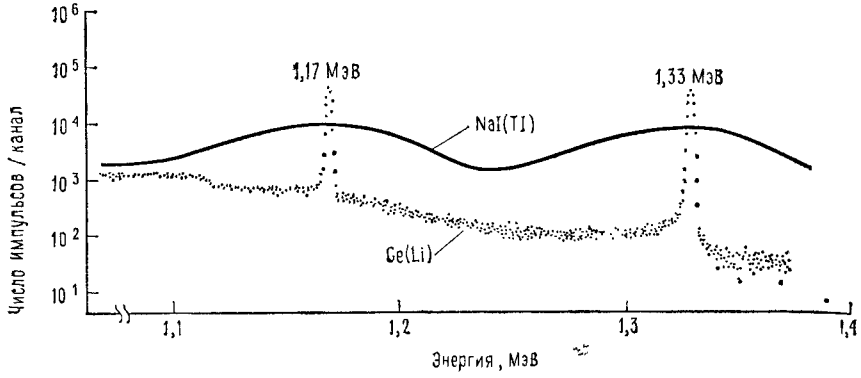



Рис. 14.19. Гамма-спектр кобальта-60, полученный с помощью сцинтиллятора на основе иодида натрия и детектора на основе Ge(Li). (Из брошюры Canberra Ge(Li) Detector Systems Brochure фирмы Canberra Industries, Inc., Meriden, CT, США).

рентгеновских импульса, по крайней мере при использовании детектора на основе Si(Li). На графике можно видеть железо, никель и хром. Если нижнюю часть графика укрупнить, то можно будет увидеть и другие элементы. При использовании пропорционального счетчика получается «каша».

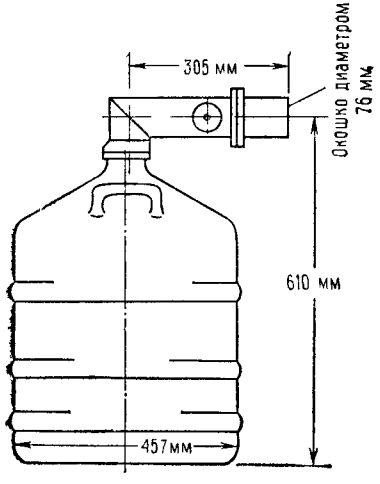



Рис. 14.20. Криостат с датчиком Ge(Li). (Из брошюры Canberra Ge(Li) Detector Systems Brochure фирмы Canberra Industries, Inc., Meriden, CT, США).

Рис. 14.19 иллюстрирует аналогичное положение для детекторов гамма-излучения. На этот раз сравниваются между собой сцинтиллятор на основе NaI и датчик на основе Ge(Li). Этот график нам помогли получить коллеги из фирмы Canberra Industries. Выражаем благодарность мистеру Тенчу. Как и в предыдущем случае, преимущество в отношении разрешающей способности оказалось на стороне детекторов на твердом теле.

Детекторы на твердом теле обладают самым высоким энергетическим разрешением среди всех детекторов рентгеновского и гамма-излучения, но у них есть и недостатки: маленькая активная область в большом и неуклюжем корпусе (см., например, рис. 14.20), относительно невысокое быстродействие (время восстановления составляет 50 мкс и более), высокая стоимость и, кроме того, для работы с ними нужно запастись большим терпением (но может быть вам и понравится нянчиться с «пожирателем» жидкого азота, кто знает).



***Детекторы заряженных частиц.*** Детекторы, которые мы только что описали, предназначены для определения энергии *фотонов* (рентгеновских и гамма-лучей), но не элементарных частиц. Детекторы элементарных частиц имеют несколько иной облик; кроме того, заряженные частицы отклоняются электрическим и магнитным полями в соответствии с их зарядом, массой и энергией, благодаря чему измерять энергию заряженных частиц значительно проще.

**Детекторы с поверхностным энергетическим барьером.** Эти германиевые и кремниевые детекторы аналогичны детекторам из Ge(Li) и Si(Li). Однако их не требуется охлаждать, а это намного упрощает конструктивное оформление прибора. (А у вас появляется шанс получить свободное время!) Детекторы с поверхностным энергетическим барьером выпускают с диаметрами от 3 до 50 мм. Их используют в энергетическом диапазоне от 1 МэВ до сотен МэВ, они обладают разрешением от 0,3 до 1% при значении энергии альфа-частицы, равном 5,5 МэВ (распространенная энергетическая калибровка, которая обеспечивается при распаде америция-241).

**Детекторы Черенкова.** При очень высоких значениях энергии (1 ГэВ и выше) заряженная частица может опередить свет в материальной среде и вызвать излучение Черенкова, «видимую ударную волну». Они находят широкое применение при экспериментах в физике высоких энергий.

**Ионизационные камеры.** Классическую газонаполненную камеру, которую мы рассмотрели выше в связи с рентгеновским излучением, можно использовать также в качестве детектора заряженных частиц. Простейшая ионизационная камера состоит из камеры, заполненной аргоном, и проходящего по всей ее длине провода. В зависимости от того, для работы с какими энергиями предназначена камера, ее длина может составлять от нескольких сантиметров до нескольких десятков сантиметров; в некоторых разновидностях прибора используют не один, а несколько проводов или пластин и другие газы-наполнители.

**Душевые камеры.** Душевая камера является электронным эквивалентом ионизационной камеры. Электрон попадает в камеру, заполненную жидким аргоном, и создает «душ» из заряженных частиц, которые затем притягиваются к заряженным пластинам. Специалисты в области физики высоких энергий любят называть такие приборы калориметрами.

**Сцинтилляционные камеры.** Заряженную частицу можно обнаружить с очень хорошим энергетическим разрешением с помощью фотоумножителей по ультрафиолетовым вспышкам, которые возникают при движении заряженной частицы в камере, заполненной жидким или газообразным аргоном или ксеноном. Сцинтилляционные камеры обладают более высоким быстродействием по сравнению с ионизационными и душевыми камерами.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

**Дрейфовые камеры.** Это новейшее достижение в области физики высоких энергий, которое обусловлено успехами в области быстродействующих диалоговых вычислительных систем. Концепция их проста: камера, в которой под атмосферным давлением находится газ (обычно смесь аргона с этаном) и множество проводов с приложенным к ним напряжением. В камере действуют электрические поля, и когда в нее попадает заряженная частица, ионизирующая газ, ионы оказываются в сфере действия проводов. Отслеживаются амплитуды сигналов и моменты времени по всем проводам (вот здесь и приходит на помощь ЭВМ), и на основе этой информации строится траектория движения частицы. Если в камере действует еще магнитное поле, то можно также определить количество движения.

Дрейфовая камера завоевала положение универсального детектора заряженных частиц для физики высоких энергий. Она может обеспечить пространственное разрешение порядка 0,2 мм и выше для объемов, которые могут вместить даже вас.

### 14.08. Щупы, используемые в биологии и химии

Биологические и химические науки дают немало примеров любопытных измерений: электрохимические методы, в которых используются ионные электроды, электрофорез, вольтаметрия и полярографический анализ, а также хроматография, инфракрасная и визуальная спектроскопия, ЯМР[1], масс-спектроскопия, рентгеновская спектроскопия, ядерная квадратичная спектроскопия, электронная сканирующая микроскопия и др. Бесполезно пытаться в данной книге представить сколько-нибудь полный перечень этих сложных методов измерений. Более того, такая попытка лишь создаст впечатление, что эти методы не обладают фундаментальностью, присущей физическим измерениям, о которых шла речь выше в этой главе.

Для того чтобы дать представление о проблемах, возникающих при химических и биологических измерениях, опишем простейший вид измерений: определение потенциалов, возникающих на микроэлектроде (используемом для изучения нервных и мускульных сигналов в биологических системах), на ионном электроде (используемом для измерения концентрации определенных ионов в растворе) и на электрохимическом щупе. Как обычно, приходится сталкиваться с некоторыми загадками, если стремиться к тому, чтобы измеряемые величины имели смысл.

***Микроэлектроды.*** Для того чтобы определить напряжение на нервном окончании или в клетке, пользуются электродами с диаметром, равным всего лишь нескольким сотням ангстрем (1 Å$=10^{-8}$ см, что приблизительно равно размеру атома водорода). Оказывается, в качестве такого электрода можно использовать стеклянный капилляр, заполненный проводящим раствором. Получается очень хороший щуп, но возникает интересная проблема, связанная с тем, что выходное

[1] Ядерный магнитный резонанс. — *Прим. ред.*



сопротивление электрода как источника сигнала составляет 100 МОм и выше. Внешние наводки, нагрузка схемой, высокочастотный спад характеристики, обусловленный наличием кабеля и паразитных емкостей, приводят к пагубным последствиям.

Для того чтобы рассмотреть сигналы в нервах или мускулах, желательно иметь хорошую характеристику в области высоких частот, по крайней мере для частот порядка нескольких килогерц (это, конечно, не совсем та высокая частота, о которой шла речь в гл. 13). Усилитель должен обладать очень высоким входным импедансом, желательно также, чтобы входной шум был у него небольшим. Кроме того, он должен быть нечувствителен к синфазным сигналам.

Подходящий вариант схемы представлен на рис. 14.21. Использование эталонного электрода, подключенного вблизи точки измерения, устраняет возможность того, что постороннее воздействие будет воспринято как нормальный дифференциальный сигнал. На входах, как можно ближе к микроэлектродам, включены буферные усилители, в качестве которых использованы интегральные операционные усилители $ИС_1$ и $ИС_2$ со входами на полевых транзисторах и с низким уровнем шума. Они также используются для задания следящей связи на экраны кабелей, чтобы уменьшить эффективную емкость кабеля. Обратите внимание, что основной экран снаружи еще дополнительно экранирован. Для того чтобы получить высокий входной импеданс и небольшой шумовой ток на входе, следует использовать усилители со входами на полевых транзисторах; типы интегральных схем, приведенные в примере, выбраны потому, что они обеспечивают небольшое шумовое напряжение на входе (максимальное значение 2 мкВ от пика до пика при частотах 0,1—10 Гц), обычно этот параметр создает трудности при работе с усилителями на полевых транзисторах и на полевых транзисторах с МОП-структурами. Пара прошедших через буферные усилители сигналов подается на стандартную схему дифференциального усилителя, построенного на основе ОУ с низким уровнем шума и с небольшим дрейфом; регулируемый стабильный сдвиг величиной 100 мВ обеспечивается $ИС_6$.

Итак, мы имеем усилитель со следующими параметрами: коэффициент усиления дифференциального сигнала равен 10, удовлетворительный уровень шума, хорошее подавление синфазного сигнала и малый входной ток (25 пА). Однако, несмотря на то, что емкость со стороны входа определяется входной емкостью буферов и микроэлектрода, схема имеет неудовлетворительное быстродействие. Например, при сопротивлении источника 100 МОм, работающего на емкость 20 пФ, точке —3 дБ соответствует частота, равная всего лишь 80 Гц. Выйти из положения помогает активная компенсация, осуществляемая с помощью цепи положительной обратной связи, в которую входят $ИС_3$ и $ИС_4$ и конденсаторы $C_1$ и $C_2$. На практике приходится регулировать коэффициент усиления по напряжению в усилителях $ИС_3$ и $ИС_4$ для получения хорошей характеристики в области высоких частот вплоть до нескольких килогерц.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

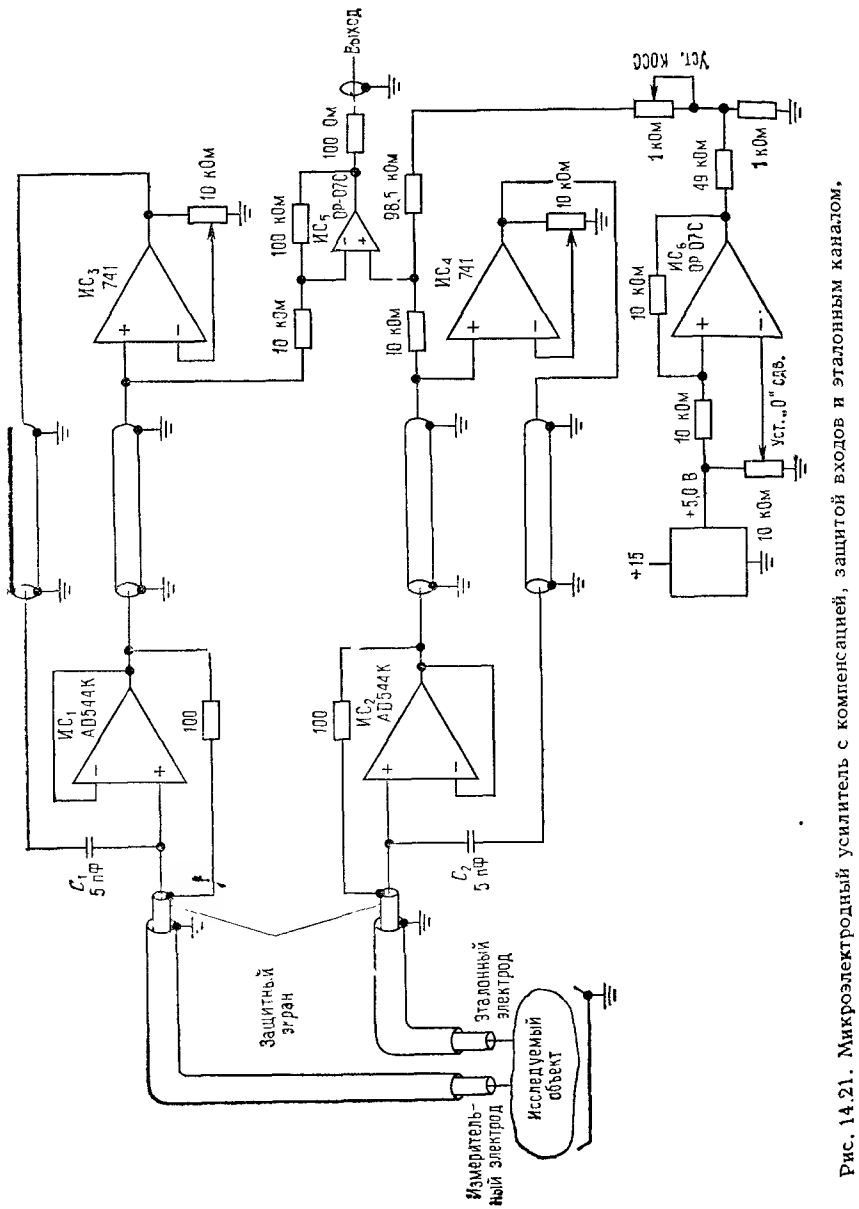



Рис. 14.21. Микроэлектродный усилитель с компенсацией, защитой входов и эталонным каналом.

***Ионные электроды.*** Классическим примером ионного электрода служит измеритель кислотности pH-метр, с помощью которого определяют напряжение между эталонным электродом и тонким пластинчатым электродом из стекла, через который могут проникать ионы водорода. Снова мы сталкиваемся с тем, что источник имеет очень большое сопротивление, правда, здесь проблемы не столь серьезны, как в случае с микроэлектродами, так как частотная характеристика в данном случае не играет такой важной роли.

Промышленность выпускает более 20 видов электродных систем, например, для анализа активности ионов $K^+$, $Na^+$, $NH_4^+$, $CN^-$, $Hg^{++}$, $SCN^-$, $Br^-$, $Cl^-$, $F^-$, $I^-$, $Ca^{++}$ или $Cu^{++}$. В общем в этих системах используют два электрода: эталонный электрод, обычно имеющий серебряное покрытие из хлорида серебра (он погружается в концентрированный раствор хлорида калия, который соединяется с исследуемым раствором с помощью пористого штыря или геля) и электрод, несущий определенный заряд. Последний обычно представляет собой электрод, погруженный в концентрированный раствор, содержащий интересующие вас ионы и отделенный от испытываемого раствора мембраной, которая может пропускать только исследуемые ионы. Мембраной обычно служит специальное стекло, избирательно пропускающее те или иные ионы, или органическая жидкость, содержащая подвижные органические молекулы, способные перемещать ионы. Задача состоит в том, чтобы измерить напряжение в диапазоне от 0 до 2 В с точностью до милливольт, при этом величина тока не должна превышать 100 пА. Положение дел осложняется тем, что величина температурного коэффициента напряжения достигает нескольких процентов при изменении температуры на один градус (по шкале Цельсия). Можно попытаться устранить влияние температуры, если использовать компенсационную схему с термистором. Для того чтобы перейти от измеренной ионной активности к значениям концентрации, необходимо обратить внимание на общую ионную силу образца и на чувствительность заряженного электрода к другим ионам, присутствующим в растворе. Во всяком случае, любой химик подтвердит, что более качественные результаты можно получить лишь в том случае, если перед началом и по завершении измерений выполнить калибровку на каком-нибудь стандартном растворе. Если выполнять измерения тщательно, то можно анализировать концентрации величиной 0,1 миллионной доли и получать при измерениях точность порядка 1% в растворах умеренной концентрации.

***Электрохимические измерения.*** В области электрохимии выполняют аналитические измерения концентрации определенных ионов путем измерения токов в электродах (скорости реакции) относительно приложенного к раствору напряжения. Изменяя приложенное напряжение, вы задаете среди прочих такие потенциалы, при которых возникает определенная реакция, при этом возникают скачки и пики сигнала. Методы подобных аналитических измерений определяются

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

такими терминами, как циклическая вольтаметрия, полярография, анодная вольтаметрия (ASV). Одним из наиболее чувствительных является метод ASV, в котором используется ртутный капельный электрод. На этот обновляемый электрод на некоторое время подается относительно высокий потенциал, затем направление тока меняется на противоположное, и производится последовательное выделение отдельных элементов. Этот метод позволяет обнаруживать такие элементы, как свинец и кадмий в концентрациях порядка $10^{-9}$, и его следует рассматривать наравне с другими методами обнаружения элементов, такими, как нейтронная активация [1], спектроскопия пламени, рентгеновские и ионные микроизмерения.

Метод, при котором измеряется небольшой ток, в то время как в системе поддерживается фиксированное напряжение, называют «фиксацией напряжения». Он находит применение в исследованиях нервной и клеточной физиологии. Мембраны нервных окончаний (аксонов) имеют каналы, чувствительные к напряжению, через которые происходит диффузия определенных ионов. Физиологи измеряют напряжения, при которых открываются эти каналы. Для этого используют метод фиксации напряжения и микроэлектроды.

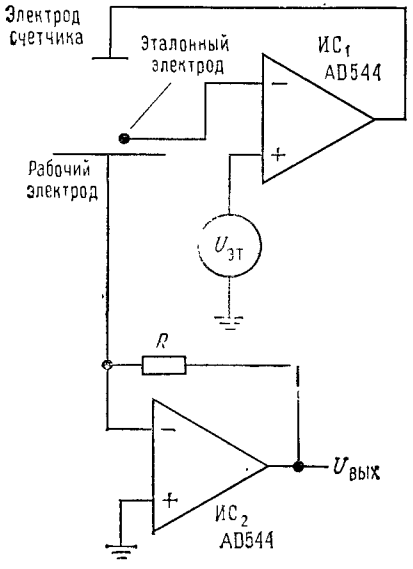



Рис. 14.22. Схема электрохимических измерений (фиксатор напряжения).

При работе с электрохимическими препаратами используют такой же метод измерений, но токи измеряют не в микроамперах, а в амперах. Здесь также задача состоит в том, чтобы вызвать определенную реакцию и получить ее продукт с помощью приложенного к системе напряжения.

На рис. 14.22 показана простая схема стабилизатора напряжения (или схема фиксации напряжения). Электролитическая ячейка состоит из электрода для инжекции тока (электрода-счетчика), общего электрода (рабочего электрода) и небольшого щупа для измерения напряжения в растворе вблизи рабочего электрода (эталонный электрод). Схема $ИС_1$ поддерживает напряжение между эталонным и рабочим электродами равным $U_{эт}$ за счет соответствующего изменения тока в электроде счетчика (при измерениях потенциала мембраны два верхних электрода должны находиться внутри клетки, а рабочий электрод — вне ее). Схема $ИС_2$ поддерживает на рабочем электроде потенциал мнимого заземления и преобразует ток в выходное напряжение. Диапазон напряжений составляет обычно $\pm 1$ В; в аналитических измерениях диапазон токов определяется значениями 1 нА и 1 мА, для электрохимических препаратов диапазон определяется значениями 1 мА и 10 А.

[1] Нейтронно-активационный анализ производится путем помещения образцов в реактор и их облучения там нейтронами.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Для того чтобы можно было производить сканирование, напряжение $U_{эт}$ должно формироваться генератором пилообразного напряжения. При слаботочных измерениях в мембранах следует тщательно экранировать входные провода, для получения определенной частотной характеристики рекомендуется также организовывать положительную обратную связь с помощью конденсатора подобно тому, как это было сделано в схеме на рис. 14.21.

## ЭТАЛОНЫ ТОЧНЫХ ВЕЛИЧИН И ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

В гл. 7 мы познакомили вас с приемами, которыми пользуются в точных приборах для обеспечения малых сдвигов и небольшого дрейфа, например, при усилении очень малых напряжений. Там мы коснулись только аналоговой электроники, вопросов усиления постоянно изменяющихся напряжений и токов. По ряду причин оказывается, что цифровые измерения таких величин, как частота, период, временной интервал, дают значительно более высокую точность, чем аналоговые измерения. В последующих разделах мы рассмотрим точность принятых в электронике эталонов (таких величин, как время, напряжение, сопротивление), и вы узнаете, как производить измерения с высокой точностью, используя эти эталоны. Основное внимание при обсуждении будет уделено вопросам измерения времени/частоты, так как в этих измерениях точность имеет наибольшее значение, а также потому, что аналоговые схемы мы уже рассмотрели более или менее подробно в гл. 7.

### 14.09. Эталоны частоты

Посмотрим, как можно получить стабильный эталон частоты, каким образом задать частоту и как ее поддерживать.

***Кварцевые генераторы.*** Ранее в разд. 4.11—4.16 мы упоминали о том, какую стабильность может обеспечить эталон частоты, начиная от простейшего релаксационного *RC*-генератора и кончая атомным эталоном на основе рубидия или цезия. Для любой более или менее серьезной времязадающей схемы нужно использовать устройство, не менее стабильное, чем кварцевый генератор. К счастью, среди кварцевых генераторов есть очень недорогие, а их точность определяется миллионными долями. Например, за 50 долл. можно приобрести хороший кварцевый генератор с температурной компенсацией, стабильность которого определяется отношением $1 : 10^6$ при изменении температуры от 0 до 50°С. При более высоких требованиях следует исполь-

зовать термостатированные кристаллы; стоимость таких генераторов колеблется от пары сотен долларов до 1000 долл. Если вас интересует стабильность, оцениваемая миллиардными долями, то следует побеспокоиться о таком параметре, как «старение», которым определяется тенденция кварцевого генератора к дрейфу частоты с более или менее постоянной скоростью с момента начала эксплуатации прибора. Генераторы серии 10544, выпускаемые фирмой Hewlett — Packard, представляют собой стандартные генераторные модули без источников питания, стабильность которых определяется отношением $1 : 100 \cdot 10^{8}$ в полном температурном интервале, а скорость старения — отношением $0{,}5 : 10^{9}$ за день.

Некомпенсированные кварцевые генераторы и даже кварцевые генераторы с температурной компенсацией представляют собой лишь логические блоки небольших приборов. Более совершенные генераторы на термостатированных кристаллах кварца, как правило, представляют собой самостоятельные приборы.

***Атомные эталоны.*** В настоящее время используют три атомных эталона: рубидий, цезий и водород. Рубидий поглощает микроволновые колебания на частоте 6 834 682 608 Гц, цезий — на частоте 9 192 631 770 Гц, а водород — на частоте 1 420 405 751 768 Гц. Эталон частоты на основе одного из перечисленных атомов представляет собой гораздо более сложное и дорогое устройство, чем хороший кварцевый генератор.

**Рубидиевый эталон.** Эталон на основе рубидия представляет собой стеклянную колбу, заполненную парами рубидия. Ее нагревают и помещают в микроволновую камеру со стеклянными окошками на торцах. Камера просвечивается рубидиевой лампой, свет, прошедший через камеру, фиксирует фотоэлемент. Одновременно на камеру подается модулированный микроволновый сигнал, полученный с помощью стабильного кварцевого генератора. Используя для обнаружения переданной световой энергии метод захвата [1] (см. разд. 14.15), можно точно совместить микроволновый сигнал с резонансной частотой рубидия, так как оптическое поглощение газа рубидия изменяется на резонансной частоте. Частота кварца связана с резонансной частотой рубидия определенным соотношением, и таким образом генерируется эталонная частота, например 10 МГц. (На самом деле есть некоторые сложности, на которых мы не будем заострять внимание.)

Эталоны частоты на основе рубидия обладают большей стабильностью, чем кварцевые генераторы с термостатированным кристаллом, правда, им присущ один недостаток — старение. Имеющиеся в продаже устройства обладают стабильностью порядка $1 : 10^{11}$ в полном температурном интервале, а старение для них определяется отношением $1 : 10^{11}$ за месяц. Рубидиевые эталоны используются в лабораторных условиях, вы можете встретить их в обсерваториях и других ме-

[1] Имеется в виду фазовая автоподстройка частоты,— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



стах, где выполняют наблюдения с очень высокой степенью точности. Следует отметить, что эталоны частоты на основе рубидия, так же как и кварцевые генераторы, должны быть откалиброваны, так как изменение условий внутри резонансного контура изменяет частоту в отношении $1 : 10^{9}$.

**Цезиевый эталон.** Цезиевый эталон частоты практически представляет собой атомную лабораторию в миниатюре, в которой атомы цезия запускаются из нагревательной в вакуумную камеру. В последней они пропускаются через магнитный селектор постоянного спина и переменные электрические поля, а потом детектируются с помощью ионизационного детектора с нагретой проволокой. Как и в рубидиевом генераторе, в данном случае микроволновый сигнал, определяемый стабильным кварцевым генератором, резонансно захватывается за счет сигнала обратной связи, снимаемого с фазового детектора, а выходная частота снимается с кварцевого генератора.

Цезиевые генераторы эталонной частоты не отличаются миниатюрностью и дешевизной. Но они представляют собой *первичные* стандартные эталоны; для них не требуется выполнять калибровку. В соответствии с международным соглашением цезиевый генератор частоты *определяет* продолжительность времени в одну секунду: это продолжительность 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующего переходу атома цезия-133 между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133. Цезиевые часы служат стандартом официального времени в стране, с их помощью выполняют калибровку временных сдвигов. Цезиевые часы представляют собой очень сложные устройства, даже коммерческие цезиевые генераторы обладают исключительными характеристиками: для генератора модели 5061 фирмы Hewlett — Packard (стоимостью 24 000 долл.) старение и воспроизводимость определяются отношением $3 : 10^{12}$.

**Водородный эталон.** Для нейтральных атомов водорода резонансная частота составляет примерно 1420 МГц, и в отличие от других генераторов эталонной частоты на основе других атомов на атомах водорода можно непосредственно построить генератор. Как и в случае с атомами цезия, создается поток атомов, который пропускают сначала через магнитные селекторы. Затем он попадает в кварцевую колбу с тефлоновым покрытием, которая находится в микроволновой камере. Внутри этой «колбы-хранилища» атомы находятся в активном движении в течение приблизительно 1 с. За это время они отдают достаточное количество энергии ВЧ для поддержания колебаний в камере. Благодаря этому облегчается возможность фиксации кварцевого генератора с помощью схем ФАПЧ и смесителей. Такой прибор называют водородным мазером (он обеспечивает микроволновое усиление за счет индуцированного излучения).

Водородные мазеры обладают очень высокой стабильностью на коротких промежутках времени (не более нескольких часов), их стабильность оценивается отношением $1 : 10^{15}$. Тем не менее они не заменяют цезиевые генераторы в качестве устройств первичного отсчета

времени, так как с ними связана не решенная пока проблема влияния объема камеры на частоту, кроме того, в этих приборах наблюдается долговременный дрейф, связанный с изменением свойств поверхности колбы-хранилища.

**Метановый лазер.** Этот четвертый по счету эталон частоты используется для инфракрасного диапазона длин волн и называют его стабилизированным метаном гелий-неоновым лазером. Его стабильность сравнима со стабильностью других атомных эталонов частоты, но он работает на частоте $8{,}85 \cdot 10^{13}$ Гц (длина волны 3,39 мкм), и его нельзя использовать в качестве эталона радиочастот.

**Калибровка часов.** Если вы не являетесь счастливым обладателем цезиевого генератора эталонной частоты, то вам нужно знать, каким образом можно воспользоваться стабильным калибровочным сигналом. Кроме того, иногда может потребоваться абсолютное значение как времени, так и частоты, т. е. может возникнуть необходимость установить часы, после того как они уже проработали какое-то время с нужной скоростью. Для этого предусмотрены следующие службы. На восточном побережье Соединенных Штатов и в некоторых других областях можно принять навигационный сигнал на частоте 100 кГц, лорановский сигнал (Loran-C), с помощью которого можно определить частоту и время. Лорановский сигнал генерируют цезиевые часы, этот сигнал сравнивается с сигналом, который генерируют главные цезиевые часы в Морской обсерватории; Морская обсерватория ежемесячно публикует поправки. Еще одна служба времени именуется WWVB, ею заведует Национальное бюро стандартов в штате Колорадо. Она формирует сигналы на частоте 60 кГц, которые можно принимать на всей территории Соединенных Штатов. Оба низкочастотных сигнала можно синхронизировать с точностью до 1 мкс и выше, если вы находитесь в пределах действия сигнала, распространяющегося по поверхности земли (в пределах нескольких сотен миль), но влияние ионосферы (смена дня и ночи, солнечные ветры и т. п.) приводит к тому, что синхронизация с помощью «воздушного сигнала» обеспечивает меньшую точность (10—50 мкс). Из недавно появившихся служб времени можно назвать сигнал Омега, который передается на низкой частоте (около 10 кГц) и может быть принят в любой точке.

Если вы используете эти сигналы, то сможете сравнить частоту, которую вы получаете с помощью своего генератора, с эталоном. В продаже имеются хорошие приборы, воспользовавшись которыми вы можете не ломать себе голову над тем, как выполнить сравнение — все будет сделано без вашего вмешательства, а вы даже получите красивые графики с результатами. Немного сложнее обстоит дело с установкой часов. Самый надежный способ заключается в том, чтобы отнести свое устройство в службу времени, где могут выполнить такую установку. Вернувшись на место, следует обнаружить в эфире лорановский сигнал или какой-нибудь другой и определить временную задержку распространения от передатчика до вас. Полученное число нужно запомнить! (Мы до сих пор помним магическое число 53,211 мкс, которое

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



определяет задержку распространения лорановского сигнала из Нантукета до 60-дюймового телескопа в Гарварде.) И если только между передатчиком и вами не образуется неожиданно новая гора, вы можете выдавать отсчеты точного времени.

К другим методам синхронизации времени и частоты, о которых вы можете услышать, относят синхронизацию с помощью микроволновых повторителей, телевизионных сигналов, спутников связи и наблюдений за пульсарами.

## 14.10. Измерения частоты, периода и временны́х интервалов

Оказывается, что измерять частоту и период колебаний с высокой степенью точности на редкость просто — для этого достаточно иметь генератор эталонной частоты и несложную цифровую схему.

***Измерение частоты.*** На рис. 14.23 показана основная схема счетчика частоты. Триггер Шмитта преобразует аналоговый входной сигнал в логические уровни, после этого производится стробирование

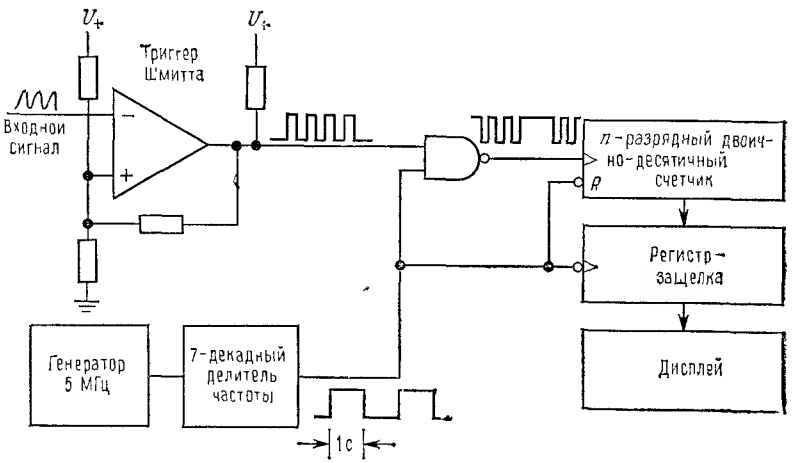



Рис. 14.23. Схема измерения частоты с помощью счетчика.

вторым импульсом, получаемым от кварцевого генератора с делителем, длительность которого точно равна 1 с. Частота в герцах определяется числом импульсов, зафиксированным многоразрядным двоично-десятичным счетчиком. Между интервалами счета полезно зафиксировать полученное число и произвести сброс счетчика.

На практике времязадающую схему можно построить так, чтобы можно было выбирать короткие и длинные интервалы: 0,1, 1, 10 с. Можно также устранить интервал длительностью 1 с между измерениями. Схема может быть усовершенствована: можно включить регулируемый предусилитель с перестраиваемыми уровнем срабатывания и

гистерезисом и панель, на которую поступает выход дискриминатора и с помощью которой можно контролировать уровень срабатывания на осциллографе; выход двоично-десятичного счетчика можно подключить к ЭВМ или регистрирующему устройству, может быть предусмотрена возможность для подключения внешнего генератора в тех случаях, когда имеется прецизионный эталон; полезно предусмотреть возможность ручного старт-стопного режима при простом счете (суммировании).

**Микроволновые счетчики.** Используя современные цифровые интегральные схемы, можно работать с частотами порядка 1 ГГц. В частности, фирма Plessey Semiconductor выпускает серию счетчиков с чрезвычайно высоким быстродействием — до 1,3 ГГц. На более высоких частотах можно использовать гетеродинный метод для смешения микроволнового входного сигнала с частотой счета, или так называемый метод переходного генератора, при котором входной сигнал «захватывается» по фазе $n$-й гармоникой ГУН, затем частота ГУН измеряется и умножается на $n$.

**Ошибка при счете на $\pm 1$.** Недостаток представленной счетной схемы состоит в том, что на низких частотах нельзя обеспечить высокую точность из-за того, что при счете имеет место ошибка, равная $\pm 1$. Например, если частота сигнала равна приблизительно 10 Гц, а время стробирования составляет 1 с, то результат будет правильным только на 10%, так как вы получите или 9, или 10, или 11. Можно производить измерение на более длинном интервале времени, но вам понадобится целый день, чтобы получить приличную точность (определяемую отношением $1 : 10^8$), а если бы частота сигнала была равна, например, 1 МГц, то для проведения измерений потребовалась бы всего одна секунда. Существует несколько способов решения этой задачи: измерение периода (вместо частоты), использование методов интерполяции, использование ФАПЧ с умножением частоты.

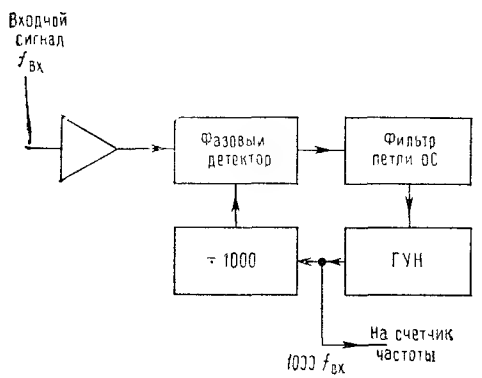



Рис. 14.24. Увеличение разрешающей способности при измерениях низких частот с помощью схемы ФАПЧ.

Два первых способа мы рассмотрим в следующих разделах, так как на самом деле их нельзя отнести к непосредственным измерениям частоты.

На рис. 14.24 показано применение схемы ФАПЧ для измерения частоты методом «увеличения разрешающей способности с помощью умножения частоты». Стандартная схема ФАПЧ синтезирует частоту, которая превосходит частоту входного сигнала, скажем, точно в 1000 раз, затем такой сигнал поступает на счетчик, работу которого мы описали выше. На точность этого метода накладывает ограничение «дребезг фазы» в фазовом детекторе и компенсационные параметры петли [1]. Например, если сигнал, имеющий частоту 100 Гц, умножается на 1000, время счета составляет 1 с, а дребезг в фазовом детекторе оценивается величиной 1% за цикл (3,6°) или 100 мкс, то *точность* измерения будет определяться отношением 1 : 100 000, хотя *разрешающая способность* оценивается отношением 1 : 1 000 000.



А теперь мы скажем несколько слов о двух других способах повышения точности при измерении частоты: речь идет об измерениях периода и о методе интерполяции при измерениях временных интервалов.

***Измерение периода („обратный счет").*** Один из способов повышения разрешающей способности при измерении низких частот

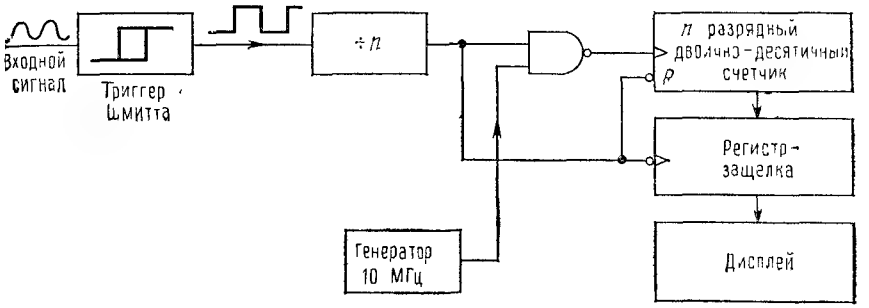



Рис 14.25. Схема измерения периода.

состоит в том, что входной сигнал (или некоторая его часть) используется для стробирования часов. На рис. 14.25 показана стандартная схема такого счетчика периода. Число периодов измерения обычно можно задавать с помощью переключателя в виде одной из степеней основания 10 (1, 10, 100 и т. д.). Обычно число периодов выбирают так, чтобы измерения занимали удобный отрезок времени, обычно 1 с, а полученный за это время результат должен содержать около семи значащих цифр. Само собой разумеется, результат будет измеряться в единицах времени, а не частоты, поэтому необходимо выполнить обратный пересчет для получения искомого значения. Для того чтобы выполнить преобразование, не нужно даже уметь делить, так как в современных счетчиках используют микропроцессоры, предназначенные для выполнения преобразования периода в частоту.

Отметим, что точность измерений периода существенно зависит от стабильности срабатывания триггера Шмитта и от отношения сигнал/шум. Сказанное иллюстрирует рис. 14.26.

[1] То есть погрешности статизма, возникающие при дрейфе частоты. — *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Основное достоинство метода «обратного счета» состоит в том, что он обеспечивает постоянное разрешение $\Delta f/f$ для заданной продолжительности измерения независимо от входной частоты. С помощью графика, изображенного на рис. 14.27, можно сравнить разрешающую способность частотного и периодического (обратного счета) методов измерения частоты при продолжительности измерения, равной 1 с, и при использовании таймера с частотой 10 МГц. График, соответствующий методу периода, на самом деле должен представлять собой слегка волнистую линию, так как обычно приходится иметь дело с приближениями к степени числа 10 для осредняемого числа периодов. Но даже этот недостаток отходит в область предания с появлением «умных» счетчиков на микропроцессорах (например, счетчик фирмы Hewlett — Packard типа 5315), которые обеспечивают *плавную* регулировку времени стробирования; они сами знают, по какому числу периодов производилось осреднение, и самостоятельно выполняют деление результата на нужное число. Кроме того, они сами определяют, когда необходимо перейти от режима измерений периода к режиму прямого измерения частоты. Такое переключение выполняется в том случае, когда входная частота превышает частоту таймера и позволяет получать оптимальное разрешение при любой частоте входных сигналов.

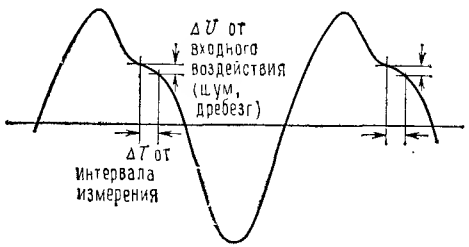


Рис. 14.26.

Еще одно достоинство метода измерений частоты по периоду состоит в возможности внешнего управления временем стробирования. Это достоинство проявляется, например, когда возникает необходимость измерить частоту короткого тонового импульса. В этом случае простой счетчик частоты даст неправильный результат, так как его интервал стробирования не совпадает с импульсом. Метод счета периода позволяет стробировать измерения извне и даже за счет высокой разрешающей способности выполнять измерения в различных точках импульса.

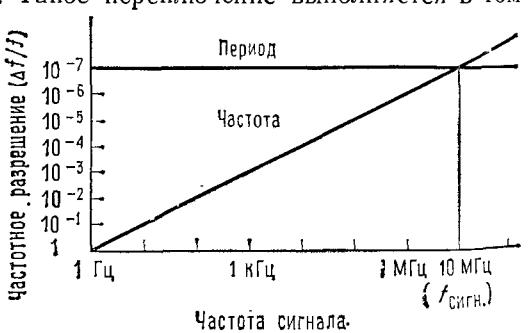


Рис. 14.27. Разрешающая способность для счетчиков частоты и периода.

Возникает вопрос: можно ли получить более высокую разрешающую способность, чем $\Delta f/f \approx 1/f_{\text{таймера}}T$ (для периодических измерений) или $1/f_{\text{входа}}T$ (для частотного счетчика) при относительной ошибке по частоте, равной $\Delta f/f$ для интервала счета $T$? Оказывается, можно. На

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



практике применяют несколько хитроумных схем. Некоторые из них мы рассмотрим в следующем подразделе (посвященном измерению временных интервалов), а сейчас, просто для того, чтобы показать, как можно этого добиться, мы приводим рис. 14.28, который иллюстрирует метод измерения частоты 1 МГц-генератора с разрешающей способностью $1:10^{12}$ при продолжительности измерений, равной 1 с. Неизвестная частота смешивается со стабильной эталонной частотой, имеющей небольшой сдвиг относительно 1,0 МГц, например 1,000001 МГц (для этого можно использовать схему ФАПЧ). На выходе смесителя получаем частоту, равную сумме, и частоту, равную разности. Пропустив сигнал через фильтр НЧ, получим частоту 1 Гц, которая определяет разность частот двух генераторов. Ее нетрудно измерить с помощью счетчика периода, разрешающая способность при этом будет определяться отношением $1:10^6$ при продолжительности измерений, равной 1 с. Иными словами, мы измерили частоту 1 МГц с точностью до 1 мкГц за 1 с.

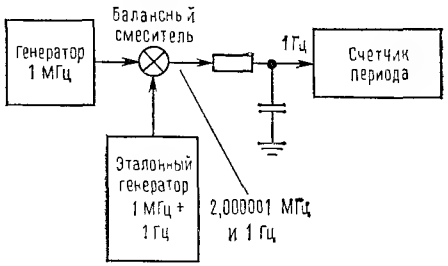


Рис. 14.28. Сравнение частот с высоким разрешением.

Этот метод измерения предполагает, что в схеме обеспечено хорошее отношение сигнал/шум; на практике приходится беспокоиться об уровне низкочастотного шума, времени установления фильтра и т. п., и фактическая разрешающая способность определяется отношением $1:10^{10}$ за 1 с. Но и такая разрешающая способность значительно лучше, чем при использовании счетчика частоты (или при счете периода). Кроме того, *точность* будет ниже, чем разрешающая способность, если точность эталонного генератора хуже чем $1:10^{12}$ (такую точность при современном уровне технологии получить можно, но это не просто). При желании эту схему можно рассматривать как схему для сравнения отношения частот двух генераторов.

***Измерение временных интервалов.*** Простейшее изменение в схеме счетчика периода позволяет измерять интервалы времени между событиями. Рис. 14.29 иллюстрирует сказанное. На практике желательно, чтобы в схему был включен синхронизатор, как показано на второй схеме, для предотвращения действия небольших импульсов помехи. Очевидно, что самое хорошее разрешение получается при работе генератора на максимально возможной частоте. Имеющиеся в продаже счетчики используют эталонную частоту порядка 500 МГц, а во внутренней схеме ФАПЧ используется стабильный кварцевый генератор с частотой 5 или 10 МГц. Эталон 500 МГц обеспечивает разрешение 2 нс.

Как уже упоминалось выше, существуют приемы, с помощью которых можно преодолеть ограничение по разрешающей способности, присущее методу обратного счета, при измерении временны́х интервалов. Для этого используют дополнительную информацию о точках, в которых входной сигнал пересекает нулевой уровень по отношению к сигналу-эталону. В схеме сравнения частот двух генераторов, которую мы

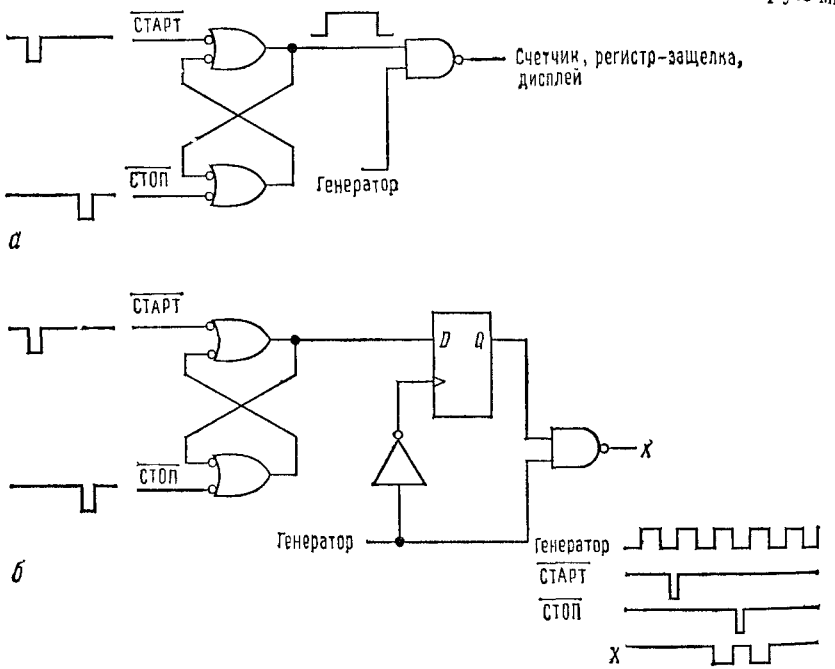



Рис. 14.29. Измерение временны́х интервалов.

привели выше, используется та же самая информация, но в неявном виде. На эти схемы должен подаваться чистый сигнал с очень низким уровнем шума. В коммерческих приборах используют два интерполяционных метода: линейную интерполяцию и верньерную интерполяцию.

**Линейная интерполяция.** Допустим, требуется измерить интервал времени между стартовым и стоповым импульсами, показанными на рис. 14.30. Вы измеряете число импульсов синхронизации $n$ за время $\tau$, как показано на временно́й диаграмме (при наличии синхронизатора вы начнете и закончите счет по первому синхронизирующему импульсу, поступающему после соответствующего изменения входного сигнала). Для того чтобы улучшить разрешение, вам нужно знать только длительность интервалов $T_0$ и $T_1$, определяющих задержку синхронизирующих импульсов относительно каждого входного импульса. Если используемый в системе таймер работает с максимальной приемлемой

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



для счета скоростью, то для того, чтобы измерить нужные нам интервалы времени, их нужно расширить. Для этого прибегают к помощи треугольного импульса, имеющего разные углы наклона: на искомых интервалах конденсатор накапливает заряд, а затем разряжается со

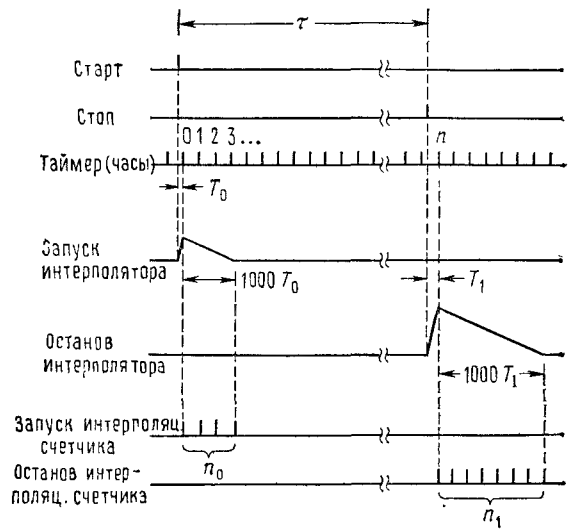



Рис. 14.30. Линейная интерполяция (при измерении временны́х интервалов). $\tau = T_{\text{такт}}\,[n + (n_0/1000) - (n_1/1000)]$.

скоростью, равной небольшой доле скорости заряда, например 1/1000, при этом искомый интервал увеличивается в 1000 раз. На расширенных интервалах подсчитывается число синхронизирующих импульсов $n_0$ и $n_1$. Окончательно искомый интервал времени определяется из следующего выражения:

$$\tau = T_{\text{такт}}\,(n + n_0/1000 - n_1/1000),$$

которое явно свидетельствует об улучшении разрешения. Точность этого метода ограничена точностью интерполяторов и часов, используемых в системе.

**Верньерная интерполяция.** Верньерная интерполяция представляет собой цифровой метод, который позволяет определить, в какой момент периода синхронизации появился входной импульс. На рис. 14.31 показаны временны́е диаграммы, соответствующие этому методу. Используются три времязадающие схемы: главные эталонные часы, работающие непрерывно с периодом $T_0$, равным, например, 5 нс; входной импульс СТАРТ запускает второй генератор, период которого больше, чем период эталонного генератора в $(1+1/n)$ раз (для нашего примера мы взяли $n=16$); входной импульс СТОП запускает третий генератор с таким же периодом, как и второй запускаемый генератор. Быстродей-

ствующая схема следит за тем, когда произойдет совпадение импульсов запущенных генераторов и главных часов, и подсчитывает число импульсов ($n_1$, $n_2$), которые проходят до момента совпадения. Арифметический подсчет представлен вместе с диаграммами; интервал между импульсами СТАРТ и СТОП определяется с точностью до (1/n)-й длительности импульса главных часов.

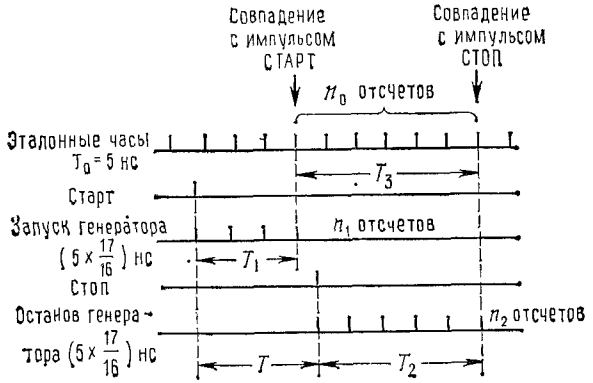



Рис. 14.31. Верньерная интерполяция (при измерении временных интервалов). $T=T_1+T_3-T_2=n_1T_0[1+(1/16)]+n_0T_0-n_2T_0[1+(1/16)]=T_0\{n_0+(n_1-n_2)[1+(1/16)]\}$.

В счетчике типа 5370A фирмы Hewlett—Packard используется этот метод, $T_0$=5 нс, n=256. Разрешение при измерении временных интервалов определяется величиной 20 нс. Этот же метод можно использовать для измерения периодов, так как период представляет собой не что иное, как продолжительность одного цикла входного колебания. В этом случае только что описанный счетчик дает разрешение по частоте до 11 цифр за 1 с!

**Осреднение по временно́му интервалу.** Существует третий способ улучшения разрешения при измерении временны́х интервалов, он состоит в многократном повторении измерений и определении среднего значения. Ошибка счета, равная $\pm 1$, при этом усредняется, и результат стремится к реальной величине интервала при условии, что скорость повторения импульсов СТАРТ непропорциональна скорости главных часов (таймера). В некоторых счетчиках для того, чтобы наверняка избежать такого соотношения, используют «подпрыгивающие часы».

***Спектральный анализ.*** В связи с измерениями частоты следует упомянуть и такой мощный метод, как спектральный анализ, с помощью которого анализируются сигналы в частотной области. Анализаторы спектра измеряют частоту (особенно они незаменимы, когда требуется определить частоту слабого сигнала на фоне более сильных сигналов), а кроме этого выполняют и многие другие функции. Мы рассмотрим их в разд. 14.18.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## 14.11. Эталоны напряжения и сопротивления и их измерение

Как уже упоминалось выше, аналоговые эталоны и измерения не могут иметь точность, подобную той, с которой мы только что имели дело. Здесь вы должны довольствоваться точностью, равной $1:10^6$. Аналоговые эталоны существуют для напряжения и сопротивления, используя их, можно определить, если потребуется, и ток.

По традиции в качестве эталона напряжения используют ячейку (элемент) Уэстона — электрохимический прибор, дающий выходное напряжение, предназначенное для использования исключительно в качестве эталонного (потребляемый от устройства ток не должен превышать 10 мкА, а лучше, чтобы ток вообще не потреблялся). Снимаемое с выводов напряжение составляет 1,018636 В при температуре 20°С. К сожалению, ячейки Уэстона требуют больших хлопот при эксплуатации. Их следует эксплуатировать при точном соблюдении температурного режима, так как они обладают большим температурным коэффициентом (40 мкВ/°С, что значительно хуже, чем у интегральных источников эталонного (или опорного) напряжения) и еще большей чувствительностью к изменениям температуры (на отдельных «участках» температурный коэффициент ячейки составляет приблизительно 350 мкВ/°С). Эталоны напряжения хранятся с соблюдением всех предосторожностей в Национальном бюро стандартов, с ними производится сравнение вторичных эталонов. В настоящее время существуют очень стабильные эталоны на твердом теле с управляемым выходным напряжением. Их можно использовать для того, чтобы перенести измерения из «тепличных» условий, необходимых для ячейки Уэстона, в реальные. Типичными являются такие характеристики: месячная стабильность определяется величиной 10 миллионных долей, годовая стабильность — 30 миллионных долей.

Для выполнения прецизионных измерений напряжения используют прецизионные делители напряжения (известные под названием «делители Кельвина — Варлея»), линейность которых лежит в диапазоне 0,1 миллионной доли. Делитель используется для формирования точной доли неизвестного напряжения, которая будет использоваться для сравнения с эталоном напряжения. Для выполнения сравнения используют точные детекторы нуля и приборы для компенсации сопротивления проводов. Если точность определяется миллионными долями, то периодически проводят калибровку.

В последнее время измерения с использованием стандартной ячейки в качестве источника эталонного напряжения уступили место измерениям, основанным на использовании перехода Джозефсона, обладающего свойствами сверхпроводимости. Если тщательно соблюдать все требования, то можно измерять напряжения с точностью до $1:10^7$. Этот метод привлекает своей простотой — нужно лишь измерить частоту и использовать значения физических констант $h$ (постоянная Планка) и $e$ (заряд электрона). К сожалению, технология измерений слишком сложна для обычных лабораторных условий, так как

предполагает использование криогенного аппарата, жидкого гелия и т. п.

Эталоны сопротивления, как и эталоны напряжения, хранятся в Национальном бюро стандартов. Используя мостовую схему Уитстона, можно откалибровать вторичный эталон и обеспечить точность порядка миллионных долей.

Отметим некоторые ограничения, которые не позволяют получать при аналоговых измерениях такую же высокую точность, как при измерении временны́х интервалов. Аналоговые измерения основаны на физических свойствах, таких, как электрохимические потенциалы, напряжение пробоя и сопротивление, а все они зависят от температуры и от времени. Побочные эффекты, такие, как шум Джонсона и шум $1/f$, токи утечки и термоэлектрические потенциалы (эффект термопары), усложняют измерения. Для того чтобы измерить напряжение с точностью, сравнимой с точностью классических измерений времени и частоты, для напряжения 1 В нужно обеспечить точность порядка пиковольт. На основании этого не следует делать вывод, что аналоговые методы никуда не годятся, просто в области времени/частоты достигается невероятно высокая точность. На практике по возможности следует отдавать предпочтение преобразованию время/частота и соответствующим измерениям, а не измерениям напряжения/сопротивления.

## МЕТОДЫ СУЖЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

### 14.12. Отношение сигнал/шум

До настоящего момента мы говорили о различных количественных величинах, которые можно обнаружить, о том, как можно их измерить, и о том, на какие компромиссы приходится идти. К счастью или несчастью, чаще всего случается так, что сигналы, которые нужно измерить, перемешаны с шумами или помехами настолько сильно, что их даже трудно увидеть на осциллографе. В тех случаях, когда шумы не создают проблем, обнаружение сигнала может быть затруднено его собственной статистической природой, например при наблюдении за распадом ядер в слабом источнике радиоактивности за минуту на счетчик поступает всего несколько импульсов. И наконец, в том случае, когда сигнал обнаруживается нормально, может возникнуть необходимость усилить его для того, чтобы выполнить более точные измерения. Во всех перечисленных случаях необходимо принять меры для улучшения отношения сигнал/шум; как вы увидите, все приемы направлены на то, чтобы сузить ширину полосы пропускания при обнаружении и сохранить тем самым нужный сигнал, сократив одновременно общее количество принимаемых шумовых сигналов.

Первое, что приходит на ум при разговоре о сужении полосы пропускания,— это использовать на выходе простой фильтр НЧ для усреднения шума. В некоторых случаях этот прием может оказаться полезным, но в большинстве случаев толку от него будет мало по двум причинам. Во-первых, сам сигнал может включать в себя некоторые высокочастотные составляющие или его центральная частота может лежать в области высоких частот. Во-вторых, даже если сигнал на самом деле изменяется медленно или является статичным, никуда не денешься от того, что плотность шумового сигнала определяется величиной $1/f$, а значит, сужение полосы пропускания и исключение из нее высокочастотных составляющих большой пользы не принесут. Электронные и физические системы требуют к себе особого подхода.



Известно несколько методов сужения полосы пропускания, которые получили широкое распространение на практике. Эти методы имеют следующие названия: усреднение сигнала, переходное усреднение, метод интегрирования, многоканальное уплотнение, амплитудный анализ импульсов, детектирование с захватом, фазовое детектирование. Все эти методы предполагают, что сигнал является периодическим; это условие не создает трудностей, так как почти всегда сигнал можно сделать периодическим. Каким же образом производят сужение полосы пропускания?

### 14.13. Усреднение сигнала и многоканальное усреднение

Отношение сигнал/шум можно существенно улучшить, если просуммировать повторяющийся сигнал по времени. Этот процесс принято называть «усреднением сигнала» и его часто используют для аналоговых сигналов. Рассмотрим сначала ситуацию, которая может быть не очень похожа на реальную, а именно последовательность импульсов, скорость которых пропорциональна изменению амплитуды некоторого колебания во времени. Мы начинаем с этого примера, так как с ним связаны наиболее простые расчеты. На самом деле такие примеры встречаются и в жизни, они характерны, например, для электронных систем, предназначенных для подсчетов импульсов — детекторы элементарных частиц или фотоумножители для низких уровней света.

***Многоканальные счетчики (уплотнители).*** Мы начинаем с многоканального уплотнения, так как этот метод лежит в основе всех остальных и, кроме того, с ним связаны простые и понятные количественные соотношения. Многоканальный счетчик-уплотнитель — это аппаратное средство, которое включает в себя набор запоминающих регистров (обычно 1024 или больше), каждый из которых может хранить число, значение которого может достигать миллиона (20 двоичных разрядов или 24 разряда при двоично-десятичном представлении) или около того. На вход многоканального уплотнителя поступают импульсы (или аналоговые напряжения, о которых речь пойдет позже); дополнительно на него поступает сигнал (импульс) выборки канала и многоразрядный адрес канала в виде параллельного кода. Всякий раз, когда появляется входной импульс, уплотнитель увеличивает на единицу содержимое памяти канала, к которому в этот момент производится обращение. Дополнительные входы позволяют производить сброс адреса, очистку памяти и т. п.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Для того чтобы можно было использовать многоканальный уплотнитель, необходимо, чтобы сигнал повторялся через некоторый интервал времени. Предположим, что наблюдаемое явление само по себе периодично и период равен $T$; хотя в большинстве случаев периодичность приходится организовывать собственными усилиями, в жизни все-таки можно найти примеры строго периодических явлений, например излучение света пульсаром. Допустим, что на вход поступают импульсы со скоростью, пропорциональной изменению сигнала во времени, и фоновые шумовые импульсы с высокой скоростью, то есть импульсы, случайно распределенные во времени (это предположение снова вполне справедливо для пульсаров, сигналы от которых смешиваются со светом ночного неба). Посылая синхроимпульсы на входы выборки и сброса каналов, мы создаем такой режим работы, при котором многоканальный уплотнитель подключается к каждому из 1024 каналов один раз за каждые $T$ секунд и при каждом обращении в память каналов добавляется новая величина (сигнал плюс шум). С течением времени сигнал будет увеличивать содержимое памяти по всем каналам, так как время прохода через весь набор каналов выбрано таким, что оно совпадает с периодом исследуемого сигнала. Следовательно, сигнал добавляется сам к себе и увеличивает накопленную сумму при каждом повторении.

***Определение отношения сигнал/шум.*** Рассмотрим, что же происходит. Пусть скорость фоновых импульсов такова, что при каждом подключении к сумме в каждом канале добавляется величина $n_ф$, а сигнал добавляет величину $n_с$ в тех каналах, на которые приходятся его пики (рис. 14.32). Допустим, что отношение сигнал/шум является плохим, то есть $n_с \ll n_ф$, а это значит, что большая часть накопленной суммы определяется шумом, а не сигналом. Если теперь изобразить содержимое памяти графически, то сигналу будут соответствовать «всплески» на фоне шума. Можно ли считать, что число импульсов в канале сигнала должно быть сравнимо с числом импульсов шума в этом же канале? Нет, это предположение неверно, так как *средняя величина* суммы, обусловленной шумом, совершенно случайна; играет роль лишь величина *флуктуаций* этой суммы относительно среднего значения.

Следовательно, плохое отношение сигнал/шум на самом деле характеризуется соотношением $n_с \ll n_ф^{1/2}$, которое означает, что в одном проходе по каналам сигнал нельзя отличить от шума, представленного на графике волнистой линией. Для простоты расчетов допустим, что $n_с = 10$ и $n_ф = 1000$. Тогда за один цикл работы предварительно сброшенный многоканальный уплотнитель накопит в каждом канале в среднем величину 1000, а в каналах, соответствующих пикам сигналов, будет присутствовать еще дополнительная величина 10. В связи с тем, что флуктуации в канале оцениваются величиной 31 (корень квадратный из 1000), то после первого цикла «всплеск» сигнала будет потерян на фоне шума. После, например, 1000 циклов средняя сумма в канале

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



ставит примерно 1 000 000, а флуктуации будут оцениваться величиной 1000. В каналах, соответствующих пикам сигналов, дополнительная сумма будет равна 10 000 (1000 циклов × 10 имп./цикл) для отношения сигнал/шум, равного 10. Отсюда видно, что сигнал будет выделяться на фоне шума.

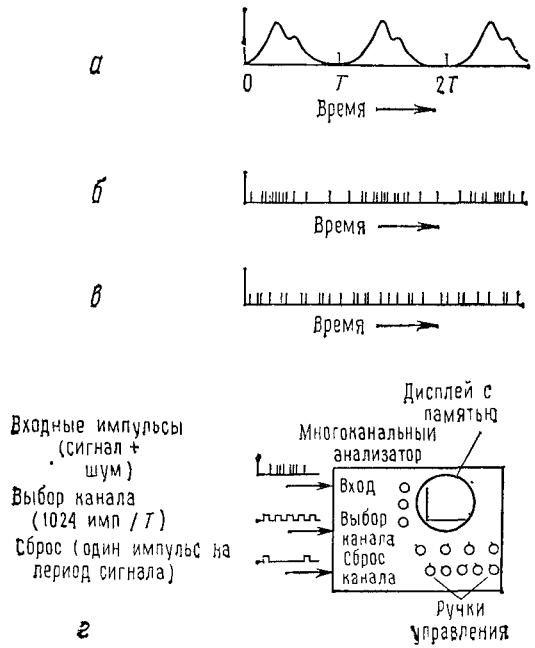



Рис. 14 32. Многоканальное усреднение сигнала (импульсный вход).
*а* — «сигнал» (если аналоговое измерение возможно); *б* — отсчеты по сигналу (доказательство того, что число импульсов пропорционально амплитуде «сигнала»); *в* — фоновые отсчеты (доказательство того, что фоновые импульсы распределены случайно); *г* — за время одного прохода на интервале «всплеска» сигнала сигнал добавляет в среднем $n_с$ отсчетов; за время одного прохода на *любом* интервале фон добавляет в среднем $n_ф$ отсчетов.

***Пример: резонанс Мессбауэра***[1]. Рис. 14.33 иллюстрирует результаты как раз такого анализа для резонансного сигнала Мессбауэра, состоящего из шести отрицательных выбросов, которые возникают, когда на железную фольгу, обогащенную изотопом железа-57, воздействует гамма-излучение от радиоактивного кобальта-57. В данном случае приблизительно $n_ф = 0{,}4$ и $n_с = 0{,}1$, что соответствует плохому отношению сигнал/шум. Сигнал Мессбауэра полностью теряется на фоне шума после 10 или 100 циклов уплотнения; он становится различимым лишь после примерно 1000 циклов. Приведенные результаты соответствуют 1000, 10 000 и 100 000 циклов, причем масштаб для каждого графика выбран так, чтобы величина сигнала сохранялась

[1] Ядерный γ-резонанс (ЯГР).— *Прим. ред.*

одинаковой. Обратите внимание, что «базовая ось» графика поднимается по мере того, как стабилизируется шум и одновременно заметно улучшается отношение сигнал/шум.

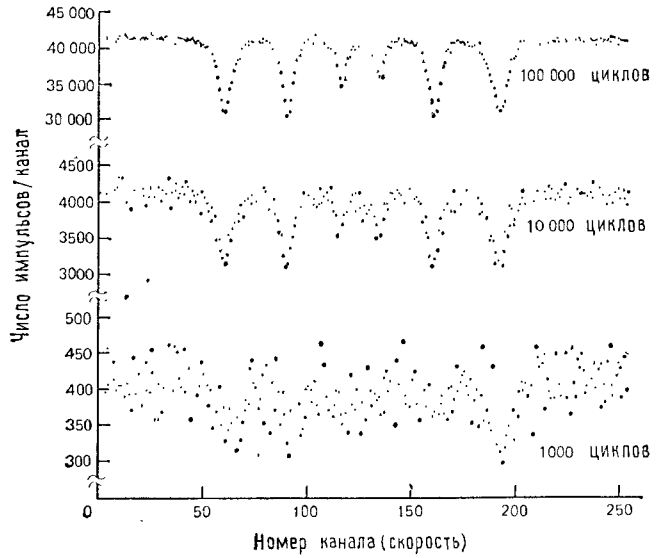



Рис. 14.33. Спектр поглощения Мессбауэра, иллюстрирующий эффект усреднения сигнала.

Нетрудно заметить, чем обусловлено увеличение отношения амплитуды сигнала к фоновым флуктуациям сигнала (шума) с течением времени. Амплитуда сигнала увеличивается пропорционально времени $t$; среднее число фоновых импульсов (базовая ось) также увеличивается пропорционально времени $t$, но при этом *флуктуации* в количестве импульсов фона (шум) увеличиваются только пропорционально корню квадратному из $t$. Следовательно, отношение сигнала к флуктуациям фона увеличивается как отношение $t$ к корню квадратному из $t$. Иными словами, увеличение отношения сигнал/шум пропорционально корню квадратному из времени.

***Многоканальный анализ аналоговых сигналов (усреднение сигнала).*** Тот же метод можно использовать и для анализа аналоговых сигналов, нужно всего лишь подключить на вход преобразователь напряжения в частоту. В коммерческих схемах многоканальных уплотнителей часто бывает предусмотрена возможность задания аналогового или импульсного режима работы. Такие устройства часто называют усреднителями сигнала или переходными усреднителями. Одна из фирм (TMC) использовала для этих устройств название CAT (сокращение от английских слов computer of averaged transients — вычислитель среднего значения поступающих сигналов), которое кое-где вошло в обиход.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Можно создать полностью аналоговый многоканальный уплотнитель, если для хранения накапливаемого сигнала использовать набор интеграторов. Наиболее простой интегратор представляет собой аналоговый усреднитель сигнала с единственным «скользящим каналом». Если учесть, что стоимость цифровой памяти в последнее десятилетие существенно уменьшилась, то оказывается, что нет смысла использовать аналоговые устройства для усреднения сигналов, за исключением, может быть, некоторых особых случаев.

***Многоканальное уплотнение как средство сужения полосы пропускания.*** В начале нашего обсуждения мы предположили, что существует прямая связь между «магическими» методами улучшения отношения сигнал/шум и сужением полосы пропускания при измерениях. Эту связь нетрудно проследить. Представим себе, что на входе действует некоторый посторонний сигнал (помехи) с периодом $T'$, который немного отличается от периода основного сигнала $T$. После нескольких циклов этот сигнал также начнет накапливаться, угрожая неприятностями, Но немного терпения, и вы увидите, что постепенно соответствующие ему всплески начинают «расползаться» и увеличивать содержимое счетчиков по всем каналам. Он распространится по всем каналам через время $t=1/\Delta f$, где $\Delta f$ — это разность частот $1/T - 1/T'$ основного и постороннего сигналов.

**Упражнение 14.1.** Получите этот результат сами.

Иными словами, накапливая данные в течение времени $t$ (определяемого согласно приведенному выше выражению), можно добиться, чтобы посторонний сигнал равномерно распределился по всем каналам. Если взглянуть на полученный результат с другой точки зрения, то можно сказать, что ширина полосы измеряемых частот уменьшилась приблизительно на величину $\Delta f=1/t$ после накопления данных в течение времени $t$. Итак, если проводить накопление, то ширина полосы пропускания уменьшится, а все посторонние сигналы будут исключены! На деле исключается также большая часть шума, так как он равномерно распределен по всем частотам. С этой точки зрения эффект многоканального уплотнения проявляется в сужении полосы принимаемых частот, при этом мощность принимаемого сигнала остается неизменной, а мощность шума заметно снижается.

А теперь выполним необходимые расчеты. Через время $t$ ширина полосы пропускания уменьшается на величину $\Delta f=1/t$. Если плотность мощности шума $p_ш$ составляет ватт на герц, а мощность сигнала $P_c$ не изменяется в пределах измеряемой полосы частот, то через время $t$ отношение сигнал/шум составит $K_{с/ш}=10\log(P_c t/p_ш)$. Чуть выше, рассматривая поведение сигнала и его флуктуаций, мы установили, что амплитуда сигнала пропорциональна корню квадратному из $t$ (3 дБ на каждое удвоение $t$).

## 14.14. Получение периодического сигнала

В самом начале было упомянуто, что для всех методов усреднения сигнала необходимо, чтобы сигнал повторялся многократно, только тогда можно будет уменьшить отношение сигнал/шум. Так как в большинстве случаев приходится измерять непериодические по своей природе функции, то обычно повторение сигнала вызывают принудительным путем. Для этого известно немало приемов, которые зависят от конкретных случаев измерений. Проще всего привести несколько примеров, а не пытаться вывести правила для всех случаев жизни.

Измеряемую величину, которая зависит от некоторого внешнего параметра, очень просто сделать периодической — для этого нужно сделать изменяемым этот внешний параметр. Рассмотрим ядерный магнитный резонанс. Резонансная частота изменяется по линейному закону под воздействием приложенного поля, поэтому используют следующий стандартный прием — модулируют ток в небольшой дополнительной обмотке. В случае резонанса Мессбауэра изменяется интенсивность источника. В случае квадрупольного резонанса можно произвести развертку генератора.

В других случаях можно использовать собственный явно выраженный переходный процесс, а запуск производить внешним сигналом. Классическим примером служит импульс деполяризации в нервном волокне. Для того чтобы получить чистый импульс такого рода, нужно просто возбудить нерв внешним импульсом напряжения и одновременно запустить многоканальный уплотнитель (или произвести «упреждающий» запуск уплотнителя, а затем возбудить нерв задержанным импульсом); в этом случае период повторения устанавливается достаточно большим для того, чтобы перед приходом следующего импульса полностью завершилось восстановление нерва. Последний пример дает наглядное представление о том, что источником информации для усреднения сигнала служит повторяющееся явление; если подопытная лягушка отправилась на небеса, то чему бы ни было равно отношение сигнал/шум, его уже не измерить!

Следует отметить, что те явления, в которых наблюдается явно выраженная собственная периодичность, на самом деле труднее всего измерить, так как нужно точно знать, чему равен период. В качестве примера рассмотрим «световую кривую» (зависимость яркости от времени), которая представлена на рис. 14.34. Эта кривая получена с помощью многоканального уплотнителя, подключенного к выходу фотоумножителя, установленного в фокусе 60-дюймового телескопа[1]), и работающего совершенно синхронно с вращением пульсара. Даже при наличии телескопа такого размера требовалось в среднем около 5 млн. циклов для получения такой чистой кривой, так как среднее число фотонов для каждого полного импульса пульсара приблизительно равно 1. Такая малая величина периода предъявляет очень высокие

[1]) Диаметр зеркала ≈ 2,5 м.— *Прим. ред.*



требования к схеме переключения каналов уплотнителя, в данном случае требовалась стабильность порядка одной миллиардной доли и предусматривалась подстройка часов для компенсации неравномерности вращения Земли.

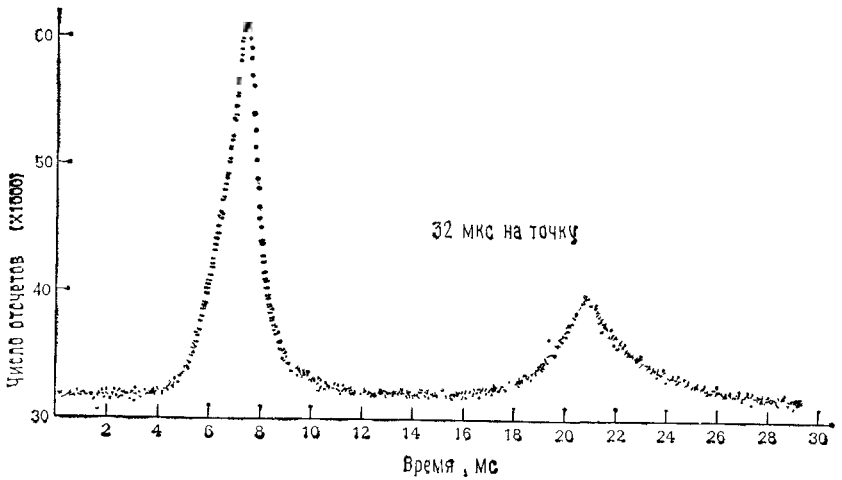



Рис. 14.34. Зависимость яркости пульсара Крабовидной туманности (NPO531) от времени (световая кривая).

Стоит еще раз подчеркнуть, что суть метода усреднения сигналов состоит в сужении полосы пропускания, а для этого продолжительность эксперимента должна быть большой. По горизонтальной оси откладывается время эксперимента; конкретная скорость сканирования или модуляции обычно большого значения не имеет, так как она достаточно далека от величины $1/f$, характерной для шума вблизи частот постоянного тока. Модуляцию можно представить себе как простой сдвиг сигнала, который необходимо измерить, из области частот постоянного тока в область модулирующей частоты. Эффект длительного накопления данных сводится в этом случае к концентрированию полосы шириной $\Delta f = 1/T$ на частоте $f_{мод}$, а не к смещению ее в область частот постоянного тока.

## 14.15. Обнаружение путем захвата

Этот метод достаточно сложен для понимания. Для того чтобы разобраться с ним, необходимо уделить немного внимания фазовому детектору, который мы первоначально рассмотрели в разд. 9.29.

***Фазовые детекторы.*** В разд. 9.29 мы описали фазовый детектор, выходное напряжение которого пропорционально разности фаз между двумя цифровыми сигналами (логическими уровнями). Для того чтобы перейти к обнаружению путем захвата, необходимо познако-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

миться с линейными фазовыми детекторами, так как почти всегда приходится иметь дело с аналоговыми уровнями напряжения.

Основная схема представлена на рис. 14.35. Аналоговый сигнал проходит через линейный усилитель, знак коэффициента усиления

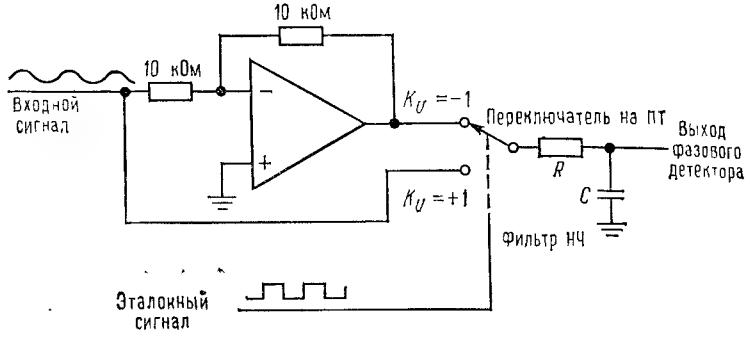



Рис. 14.35. Фазовый детектор для линейных входных сигналов.

которого изменяется на противоположный под воздействием прямоугольного опорного сигнала, управляющего переключателем на полевом транзисторе. Выходной сигнал проходит через $RC$-фильтр низких частот. Вот и все, о чем можно здесь сказать. Посмотрим, что же это нам дает.

**Выход фазового детектора.** Для того чтобы проанализировать работу фазового детектора, допустим, что на вход подается сигнал $E_c\cos(\omega t+\varphi)$ и соответствующий ему опорный сигнал представляет собой прямоугольное колебание. В тех точках, где функция $\sin\omega t$ проходит через нуль, происходит изменение полярности прямоугольного колебания, то есть в точках $t=0$, $\pi/\omega$, $2\pi/\omega$ и т. д. Предположим далее, что мы усредняем выходной сигнал $U_{\text{вых}}$, пропуская его через фильтр низких частот, постоянная времени которого превышает величину одного периода $\tau=RC\gg T=2\pi/\omega$. Тогда выход фильтра низких частот описывается следующим выражением:

$$\langle E_c\cos(\omega t+\varphi)\rangle\Big|_0^{\pi/\omega}-\langle E_c\cos(\omega t+\varphi)\rangle\Big|_{\pi/\omega}^{2\pi/\omega},$$

где скобки $\langle\ \rangle$ использованы для представления среднего значения, а знак «минус» объясняется тем, что в двух половинах периода сигнала $U_{\text{оп}}$ коэффициент усиления имеет противоположные знаки. В качестве упражнения можете показать, что

$$\langle U_{\text{вых}}\rangle=-(2E_c/\pi)\sin\varphi.$$

**Упражнением 14.2.** Получите выражение для коэффициента усиления, равного единице. Для нахождения средних значений выполните интегрирование.

Полученный результат позволяет сделать следующий вывод: для входного сигнала, имеющего такую же частоту, что и опорный сигнал, усредненный выходной сигнал пропорционален амплитуде $E_c$ и синусу относительного сдвига фазы.



Прежде чем идти дальше, нам нужно получить еще один результат: каким будет выходное напряжение в случае, когда частота входного сигнала близка (но не равна) частоте опорного сигнала? Ответить на этот вопрос нетрудно, используя предыдущие выражения и приняв, что теперь величина $\varphi$ есть медленно меняющаяся переменная. При частоте, слегка отличающейся от опорной (на $\Delta\omega$), имеем:

$$\cos(\omega+\Delta\omega)t=\cos(\omega t+\varphi),\quad \varphi=t\Delta\omega.$$

Теперь выходной сигнал представляет собой медленно меняющуюся синусоиду:

$$U_{\text{вых}}=(2E_c/\pi)\sin(\Delta\omega)t,$$

которая проходит через фильтр НЧ почти без изменений при условии, что $\Delta\omega<1/\tau=1/RC$, и значительно ослабляется при условии, что $\omega<1/\tau$.

***Метод захвата***[1]. Теперь для увеличения чувствительности введем так называемый усилитель захвата (фазочувствительный усилитель). Сначала искусственно создадим слабый периодический сигнал, как обсуждалось выше, взяв его частоту вблизи 100 Гц. Этот слабый сигнал, засоренный шумами, усилим и продетектируем по фазе относительно сигнала модуляции. Рассмотрим рис. 14.36. Будем проводить опыт при «двойном управлении» сигналом: во-первых, должна

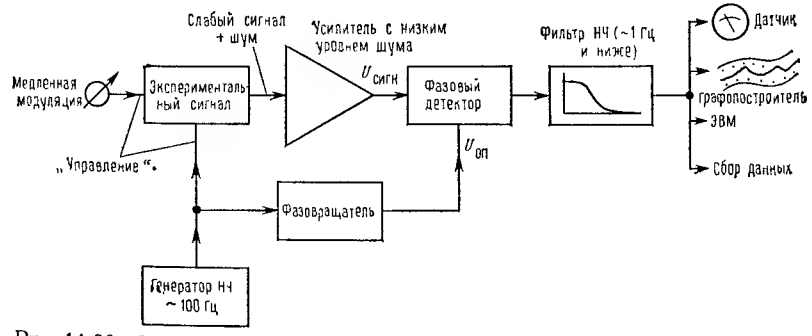



Рис. 14.36. Обнаружение путем захвата.

быть быстрая модуляция, которая нужна для фазового детектирования, и, во-вторых, медленная развертка по интересующим нас параметрам сигнала (при ядерном магнитном резонансе, например, для быстрой модуляции можно использовать модуляцию магнитного поля небольшим сигналом с частотой 100 Гц, а для медленной — использовать 10-минутную развертку, охватывающую все резонансы). Фазо-

[1] Синхронное детектирование.— *Прим. ред.*



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

сдвигающая цепь отрегулирована так, чтобы выходной сигнал был максимальным [1], а постоянная времени фильтра низких частот имеет достаточно большое значение, которое выбирается с учетом отношения сигнал/шум. Спад характеристики фильтра низких частот определяет ширину полосы пропускания, например если сопрягающая частота равна 1 Гц, то схема будет пропускать посторонние сигналы и шум, частота которых лежит в пределе 1 Гц относительно частоты исследуемого сигнала (100±1 Гц). Ширина полосы пропускания ограничивает также скорость медленной модуляции, так как нет смысла устанавливать для развертки более короткое время, чем время отклика фильтра. Обычно величина постоянной времени лежит в пределах от долей секунды до десятков секунд, и часто для медленной модуляции используют часовой механизм, которым управляют с помощью выведенной куда-нибудь ручки.

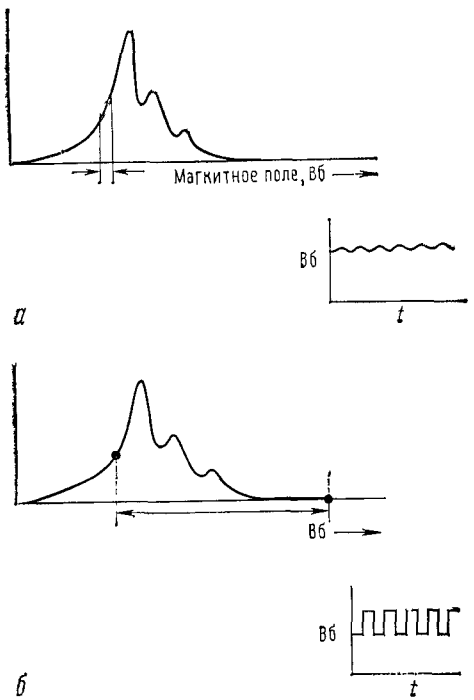



Рис. 14.37. Методы модуляции при захвате.
*а* — малый синусоидальный сигнал модуляции на частоте ~100 Гц; *б* — большой прямоугольный сигнал модуляции на частоте ~100 Гц.

Обратите внимание, что обнаружение путем захвата фазы снова сводится к сужению полосы пропускания, причем ширину полосы пропускания устанавливает оконечный фильтр НЧ. Как и в случае с усреднением сигнала, эффект модуляции заключается в центрировании сигнала на частоте быстрой модуляции, а не на частоте постоянного тока, при этом удается устранить шумы с фактором $1/f$ (фликкер-шум, дрейф, дребезг и т. п.)

***Два метода быстрой модуляции.*** Существуют два способа быстрой модуляции: в качестве модулирующего колебания можно использовать очень слабое синусоидальное колебание или очень сильное, по сравнению с искомым сигналом, прямоугольное колебание; их иллюстрирует рис. 14.37. В первом случае выходной сигнал фазового детектора пропорционален наклону сигнала (то

[1] Если в исследуемом объекте и усилителе нет сдвига фазы, то фазовращатель не нужен. Но такой сдвиг всегда присутствует, и сдвиг фазы в фазовращателе должен быть ему равен.— *Прим. ред.*



есть его производной), а во втором случае — сигналу (при условии, что нет других спектральных линий, связанных с модулирующим колебанием). По этой причине все эти простые резонансные кривые, наблюдаемые при ядерном магнитном резонансе, выглядят как дисперсионные кривые (рис. 14.38) [1].

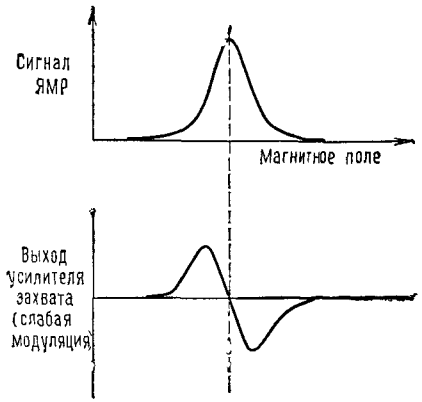



Рис. 14.38. Дифференцирование сигнала при обнаружении путем захвата.

При модуляции прямоугольным колебанием с большим фазовым сдвигом существует хороший метод подавления сигнала прямого прохождения, применяемый в тех случаях, когда это явление создает трудности в работе. На рис. 14.39 показано модулирующее колебание. Сдвиги выше и ниже центрального значения уничтожают сигнал и создают модуляцию типа «включен/выключен» на *удвоенной* частоте по отношению к основной несущей. Этот метод предназначен для специальных случаев и не следует прибегать к нему ради красоты.

Модуляцию с прямоугольными колебаниями большой амплитуды очень часто используют в инфракрасной астрономии, где для переключения изображения инфракрасного источника приводят в движение вторичные зеркала телескопа. Этот метод популярен также в радиоастрономии и известен здесь под названием переключений Дикке.

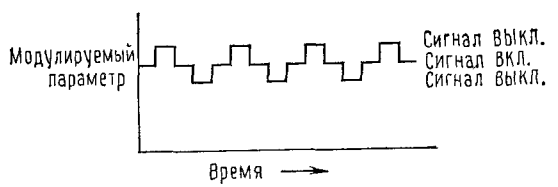



Рис. 14.39. Схема модуляции для подавления сигнала прямого прохождения.

Промышленные усилители с захватом имеют источники модулирующих колебаний с перестраиваемой частотой, следящий фильтр, оконечный фильтр с коммутируемой постоянной времени, высококачественный усилитель с низким уровнем шума и широким динамическим диапазоном (если бы шум не имел значения, то не нужно было бы и использовать обнаружение с захватом), а также линейный фазовый детектор с хорошими характеристиками. Кроме того, они допускают возможность использования внешнего источника модуляции. С по-

[1] Имеется в виду, что зависимость ЯМР-сигнала от магнитного поля по форме близка к гауссову распределению, а сигнал на выходе усилителя — к его производной.— *Прим. ред.*



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

мощью ручки можно регулировать фазовый сдвиг, следовательно, имеется возможность максимально увеличить обнаруженный сигнал. Весь прибор заключают в красивый корпус, на котором имеется шкала для считывания выходного сигнала. Цена этих приборов составляет несколько тысяч долларов.

Для того чтобы наглядно продемонстрировать возможности метода захвата фазы, мы обычно показываем студентам такой эксперимент. Мы используем захват фазы для выделения модулированного сигнала от небольшого светодиода, подобного тем, которые используют для индикации на панелях приборов. Частота модуляции имеет порядок несколько килогерц. Ток очень мал, и свечение диода при нормальном комнатном освещении можно заметить с трудом. На расстоянии около 2 м установлен фототранзистор, направленный в сторону светодиода, а его выход подается на схему захвата фазы. Если свет в комнате выключить, то с фототранзистора на частоте модуляции будет сниматься очень слабый сигнал (смешанный с шумами), который легко обнаруживает схема захвата при условии, что постоянная времени равна нескольким секундам. Затем мы включаем свет в комнате (флуоресцентное освещение), и в тот же момент фототранзистор начинает формировать колебания с частотой 120 Гц [1], амплитуда которых больше примерно на 50 дБ. Теперь с помощью осциллографа обнаружить сигнал от светодиода невозможно, а схема захвата спокойно обнаруживает этот сигнал. Для того чтобы убедиться, что схема действительно работает, достаточно поместить руку между светодиодом и детектором. Впечатление огромное!

### 14.16. Амплитудный анализ импульсов

Работа анализатора амплитуды импульсов основана на простом расширении принципа работы многоканального уплотнителя; этот прибор играет важную роль в ядерной и радиационной физике. Идея метода на редкость проста: импульсы, амплитуды которых лежат в некотором диапазоне, поступают на вход схемы пикового детектора с АЦП, которая преобразует относительную амплитуду импульса в адрес канала. Многоканальный уплотнитель затем наращивает выбранный адрес на единицу. В результате получаем график, который представляет собой гистограмму амплитуд импульсов. Вот и вся хитрость.

Широкое распространение анализаторов амплитуд импульсов обусловлено тем, что величина выходных импульсов многих датчиков заряженных частиц, рентгеновского и гамма-излучения пропорциональна энергии излучения, воспринятого датчиком (примером могут служить пропорциональные счетчики, детекторы на твердом теле, детекторы с поверхностным барьером, сцинтилляторы, рассмотренные в разд. 14.07). Таким образом, анализатор амплитуды импульсов преобразует выход детектора в энергетический спектр.

[1] Удвоенная частота сети переменного тока.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Анализаторы амплитуды импульсов обычно разрабатывались как специальные приборы, в состав которых входили интегральные схемы и отдельные дискретные компоненты. В настоящее время все более широко стали использовать мини-компьютеры и быстродействующие АЦП с импульсным входом. При этом в вашем распоряжении оказываются разнообразные полезные для дела аппаратные и программные возможности ЭВМ, такие, как вычитание фоновых сигналов, энергетическая калибровка и идентификация линий, память на дисках и лентах, управление экспериментом в интерактивном режиме. Это устройство заставляет микролуч потока протонов сканировать образец в двумерной плоскости, обнаруживает появившиеся рентгеновские лучи, сортирует их по химическим элементам и запоминает картину распределения по каждому элементу в образце; одновременно вы имеете возможность наблюдать рентгеновский спектр и само формирование картины распределения. Всем процессом управляет анализатор амплитуды импульсов, который и не подозревает, что на самом деле он представляет собой ЭВМ.

На входе анализатора амплитуды импульсов используется АЦП, с которым связана одна интересная особенность этой системы. Оказывается, что в данном случае нельзя использовать АЦП с последовательными приближениями, несмотря на его высокую скорость. Это связано с тем, что вы не сможете добиться точного равенства ширины каналов [1], и плавная последовательность входных сигналов излучения даст волнистую базовую линию. Во всех анализаторах амплитуды импульсов используют так называемый преобразователь Уилкинсона, принцип работы которого основан на преобразовании входного сигнала с единственным углом наклона — входной импульс заряжает конденсатор, который затем разряжается постоянным током, а во время разряда быстродействующий счетчик (обычно используется частота 200 МГц) подсчитывает адрес. Недостаток такого анализатора состоит в наличии «мертвой зоны», величина которой зависит от амплитуды последнего импульса, а его достоинство — в точном равенстве ширины каналов.

Входы многих анализаторов амплитуды импульсов позволяют использовать эти устройства в качестве многоканальных уплотнителей. А почему бы и нет? Все необходимые элементы здесь в наличии.

### 14.17. Преобразователи времени в амплитуду

В ядерной физике приходится определять распределение времени распада частиц с коротким временем жизни. Эту задачу помогает решить времяамплитудный преобразователь (ВАП), подключаемый на входе анализатора амплитуды импульсов. ВАП запускает генератор линейно-изменяющегося сигнала, когда на один из его входов приходит

[1] То есть шагов квантования уровня — авторы перешли на жаргон ядерных исследований.— *Прим. ред.*

импульс, и останавливает его, когда импульс появляется на другом входе, при этом происходит разряд конденсатора и формируется выходной импульс, пропорциональный интервалу времени между импульсами запуска и останова. Достигаемое при этом разрешение измеряется в пикосекундах. Рис. 14.40 иллюстрирует измерение продолжительности жизни мюона, выполненное студентом путем определения времени задержки между захватом мюона космического излучения сцинтиллятором и его последующим распадом. Каждое обрабатываемое событие сопровождается вспышкой света, а ВАП используется для преобразования интервалов времени в импульсы. В приборе нашего студента распад космического мюона происходил в среднем один раз в 1 мин, поэтому для того, чтобы установить, что продолжительность жизни составляет 2,198±0,02 мкс, ему пришлось потратить 18 дней (более точным является значение 2,197134± ±0,00008 мкс). Обратите внимание на использование логарифмического масштаба для построения графика и на систематическое уменьшение ошибки, пропорциональной $n^{1/2}$ (ошибки счета). Изображенный график соответствует распаду, который описывается выражением $n(t)=n_0 \exp(-t/\tau)$.

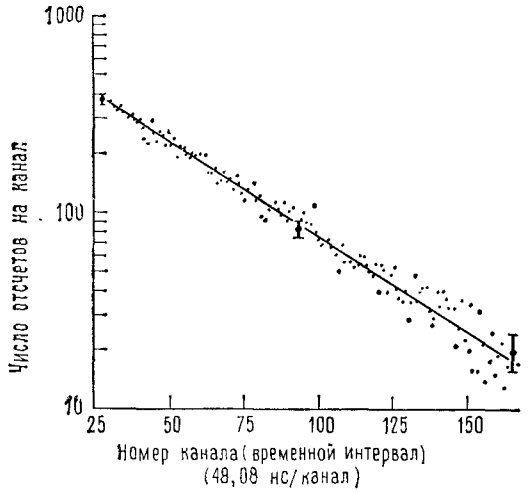



Рис. 14.40. Измерение продолжительности жизни мюона на основе спектра временны́х интервалов (преобразователь времени в амплитуду + амплитудный анализатор импульсов).

## СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

### 14.18. Анализаторы спектра

На практике, особенно в диапазоне радиочастот, широко используют прибор, называемый анализатором спектра. Это устройство формирует изображение на осциллографе в координатах $XY$, причем координата $Y$ представляет интенсивность сигнала (обычно используется логарифмический масштаб, т. е. децибелы), а координата $X$ служит для представления частоты. Иначе говоря, анализатор спектра позволяет рассматривать *частотную область* и строить график зависимости значения входного сигнала от частот. Можно также считать, что производится разложение входного колебания на гармонические составляющие (если вы имеете представление о таком разложении), или



можно рассматривать график как отклик, который получается при настройке высококачественного приемника (имеет широкий динамический диапазон, высокую стабильность и чувствительность) в частотном диапазоне. Эта возможность очень полезна при анализе модулированных сигналов, изучении результатов взаимной модуляции составляющих сложных сигналов и искажений, анализе шума и сдвигов, при точных измерениях частоты слабых сигналов в присутствии более сильных сигналов и при выполнении множества других измерений.

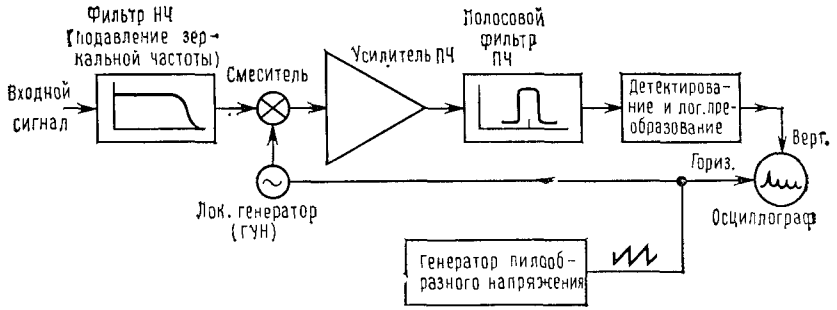



Рис. 14.41. Анализатор спектра на основе локального генератора с разверткой.

Существуют две основные разновидности анализаторов спектра: с разверткой частоты и с реальным масштабом времени. Анализаторы с разверткой частоты распространены наиболее широко, и принцип их работы иллюстрирует рис. 14.41. Схема представляет собой аналог супергетеродинного приемника (см. разд. 13.15) с локальным генератором (ЛГ), для развертки которого используется пилообразное колебание, сгенерированное внутри схемы. По мере того как производится развертка частоты ЛГ, результаты ее смешения с различными входными частотами поступают на усилитель ПЧ и затем на фильтр. Например, представим, что для анализатора спектра промежуточная частота составляет 200 МГц, а частоту ЛГ можно разворачивать в диапазоне от 200 до 300 МГц. Когда частота ЛГ равна 210 МГц, входной сигнал с частотой 10 МГц (± ширина полосы пропускания фильтра ПЧ) проходит на детектор и создает напряжение вертикального отклонения на осциллографе. Сигналы с частотой 410 МГц (с «зеркальной» частотой) также будут проходить через эту цепочку, поэтому на входе установлен фильтр НЧ. В любой момент времени детектируются входные частоты, лежащие ниже частоты ЛГ на 200 МГц.

Реальные анализаторы спектра обладают большой гибкостью в отношении частоты развертки, центральной частоты, ширины полосы пропускания фильтра, масштаба изображения и т. д. Обычно диапазон входной частоты охватывает значения от герц до гигагерц, а избираемая полоса частот может иметь ширину от герц до мегагерц. Кроме того, в сложных современных анализаторах спектра предусмотрены такие возможности, как калибровка амплитуды, запоминание спект-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

ров для предотвращения мерцания при развертке, дополнительная память для выполнения сравнения и нормализации и отображение на экране цифровой информации. Эти замечательные анализаторы спектра позволяют рассматривать изменение фазы относительно частоты, формировать частотные маркеры, программировать работу от микропроцессорной шины IEEE 488, а также включать следящие генераторы (для возбуждения) и следящие схемы предварительного отбора (для работы в увеличенном динамическом диапазоне), выполнять прецизионные измерения частоты в спектре, генерировать напряжения шумов для возбуждения исследуемых систем и даже выполнять усреднение сигнала (что особенно полезно при наличии шума).

Отметим, что анализатор спектра с разверткой частоты рассматривает в каждый момент времени только одну частоту и генерирует полный спектр путем развертки во времени. Иногда это может создавать большие неудобства, например при исследовании переходных процессов. Кроме того, при работе с узкой полосой пропускания скорость развертки должна быть небольшой. И наконец, в каждый момент времени используется только небольшая часть входного сигнала.

Эти недостатки анализаторов спектра с разверткой частоты устранены в анализаторах спектра, работающих в реальном времени. Здесь также существует несколько подходов. Один громоздкий метод основан на использовании набора узкополосных фильтров, которые позволяют выделять различные частоты диапазона одновременно. В последнее время большую популярность приобретают сложные анализаторы, основанные на методах цифрового анализа Фурье (в частности, используется известное быстрое преобразование Фурье). Эти приборы преобразуют аналоговый входной сигнал (после смешения и других процедур) в числа с помощью быстродействующего аналого-цифрового преобразователя. Затем специализированная вычислительная машина осуществляет соответствующие операции и формирует цифровой частотный спектр. Этот метод позволяет обрабатывать все частоты одновременно, в связи с этим он обладает очень высокой чувствительностью и высоким быстродействием и его можно использовать для анализа переходных процессов. Он особенно полезен при анализе тех сигналов, для которых быстродействие анализаторов спектра с разверткой частоты оказывается слишком низким. Кроме того, он позволяет выделить корреляцию между сигналами. В связи с тем, что результаты представляются в цифровом виде, естественно в полной мере использовать усреднение сигналов, и эта возможность заложена в некоторых приборах, предназначенных для широкого применения.

В некоторых анализаторах спектра, работающих в реальном времени, используют так называемое импульсное $Z$-преобразование. Для этого метода в анализаторе с разверткой (рис. 14.41) полосовой фильтр ПЧ заменяют диспергирующим фильтром (в котором время задержки пропорционально частоте). При согласовании скорости развертки ЛГ с дисперсией фильтра на выходе будет получена картина, очень похожая на ту, которую дает спектроанализатор с разверткой



на частоте,— линейная развертка частоты по времени. Однако в отличие от анализатора с разверткой эта схема собирает сигналы по всей ширине полосы пропускания Еще один интересный пример анализатора спектра, работающего в реальном времени, представляет собой ячейка Брэгга, в которой сигнал промежуточной частоты используется для генерации акустических колебаний в прозрачном кристалле. Эти деформации дифрагируют лазерный луч и формируют частотный спектр в реальном масштабе времени в виде зависимости интенсивности света от местоположения. Схему анализатора завершает решетка фотодетекторов на выходе. При выборе типа анализатора спектра следует решить, какие параметры имеют для вас решающее значение — ширина полосы пропускания, разрешающая способность, линейность или динамический диапазон.

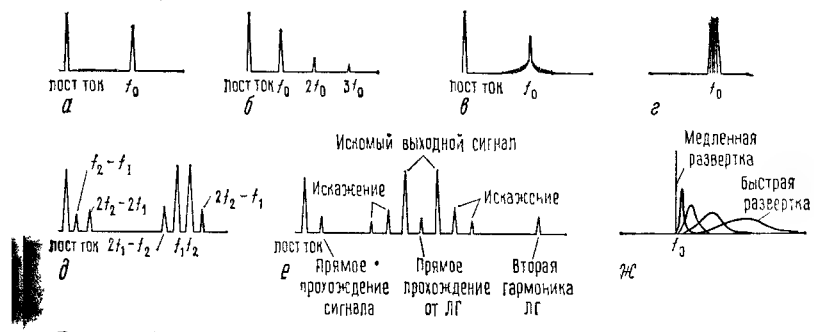



Рис. 14.42. Спектры, полученные с помощью анализатора спектра.

На рис. 14.42 представлены радиочастотные спектры, полученные с помощью анализатора спектра, который должен понравиться тем, кто имеет дело с частотами выше 1 МГц. Четыре первых спектра представляют генераторы: *а* формирует чистые синусоидальные колебания, *б* имеет искажения (на что указывают гармонические составляющие), *в* характеризуется наличием шумов по краям спектра и *г* обладает некоторой частотной нестабильностью (дрейфовая или остаточная ЧМ). Можно измерить составляющие внутренней модуляции, как на примере *д*, где частоты внутренней модуляции второго, третьего и четвертого порядка видны на выходе усилителя, на который подается тестовый «двухтоновый» сигнал, состоящий из чистых синусоидальных колебаний с частотами $f_1$ и $f_2$. И наконец, пример *е* иллюстрирует необычное поведение смесителя с двойной балансировкой; наблюдается наводка как от ЛГ, так и от входного сигнала, помимо того, сказывается искажение на частотах ($f_{\text{лг}} \pm 2f_{\text{с}}$, $f_{\text{лг}} \pm 3f_{\text{с}}$). Этот спектр на самом деле может характеризовать вполне приемлемую работу смесителя в зависимости от масштаба, выбранного для вертикальной оси. Анализаторы спектра разрабатывают с очень большим динамическим диапазоном (составляющие внутренних искажений ослабляются на 70 дБ, а при наличии предварительной избирательной схемы— на

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

100 дБ), благодаря чему можно наблюдать недостатки даже очень хороших схем.

Пример *ж* на рис. 14.42 показывает, что произойдет, если слишком быстро производить развертку ЛГ в анализаторе с разверткой. Если развертка ЛГ такова, что сигнал проходит через полосу пропускания фильтра $\Delta f$ за более короткое время, чем $\Delta t \approx 1/\Delta f$, то его частотный спектр расширится примерно на $\Delta f' = 1/\Delta t$.

### 14.19. Автономный спектральный анализ

Быстрое преобразование Фурье, использованное применительно к цифровым данным, полученным на основании эксперимента, представляет собой мощный метод анализа сигналов и особенно распознавания слабых сигналов с ярко выраженной периодичностью на фоне посторонних сигналов и шумов или же обнаружения дрожания и колебаний. Например, метод быстрого преобразования Фурье использовали для обнаружения пульсаров, анализа сигналов в звуковом диапазоне частот, увеличения разрешения астрономических наблюдений, для поиска сигналов от внеземных цивилизаций. Что касается последнего случая, то узкополосные сигналы, которые на 35 дБ слабее, чем шум приемника, можно обнаружить за 1 мин, а это соответствует потоку радиоволн, имеющему полную мощность менее $1 \cdot 10^{-12}$ Вт и огибающему весь земной шар!

# ПРИЛОЖЕНИЕ А

## ОСЦИЛЛОГРАФ

Осциллограф представляет собой очень полезный и наиболее широко распространенный измерительный прибор. При обычном применении он позволяет «видеть» напряжения в схеме в виде функции времени. Запуск прибора производится всегда в определенной точке сигнала, поэтому мы имеем возможность наблюдать стационарное изображение [1]. Для того чтобы объяснить, как работает прибор, мы изобразили его блок-схему (рис. А. 1) и типовую переднюю панель (рис. А.2). Осциллограф, кото-

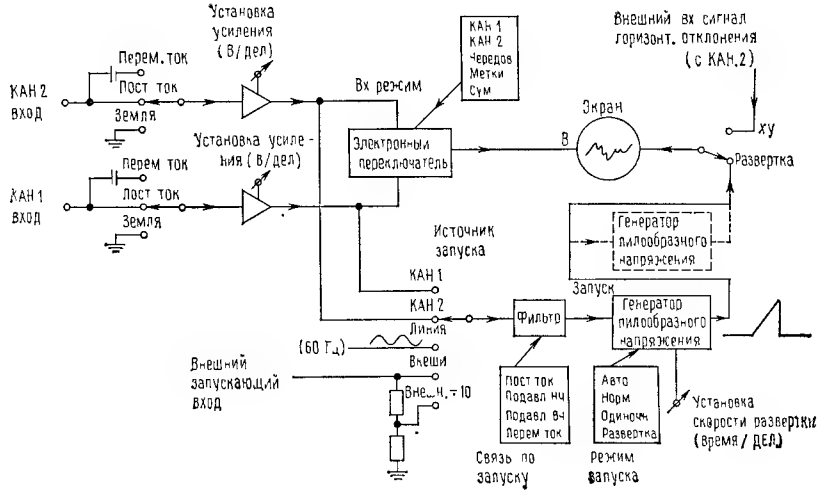



Рис. А.1.

рый мы здесь опишем, обычно называют двухлучевым осциллографом с входом по постоянному току и внешним запуском. Существуют специальные телевизионные осциллографы и им подобные, существуют также осциллографы старых выпусков, которые нельзя использовать для проверки современных электронных схем.

[1] При периодическом процессе.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

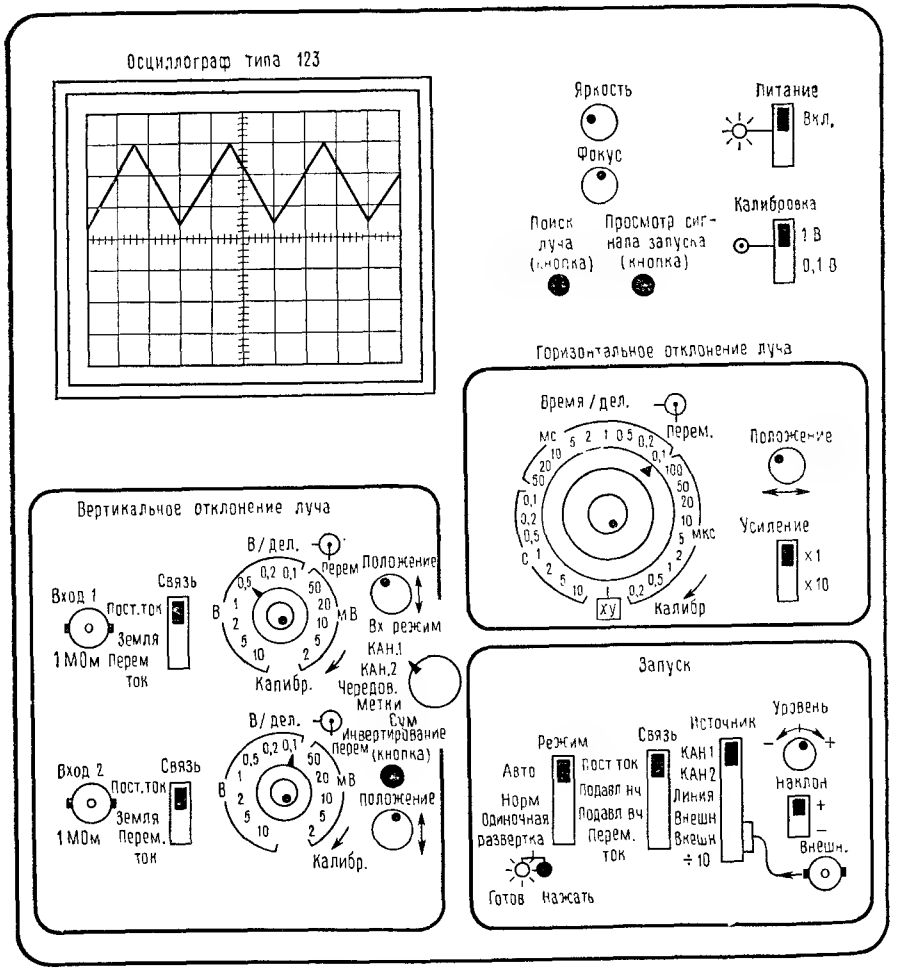



Рис. А.2.

## Вертикальное отклонение луча

Если говорить о входах для сигналов, то в большинстве осциллографов предусмотрены два канала; это очень удобно, так как часто интерес представляет соотношение между сигналами. В каждом канале имеется калиброванный переключатель усиления, с помощью которого устанавливается масштаб ВОЛЬТ/ДЕЛЕНИЕ *на экране* осциллографа. Предусмотрена также ручка ПЕРЕМЕННОГО усиления (концентричиая с переключателем коэффициента усиления), которая позволяет установить сигнал в таком виде, чтобы он занимал определенное число делений. Предупреждение: при измерении напряжений ручка установки переменного усиления должна обязательно находиться в положении КАЛИБР! Об этом часто забывают. В более совершенных моделях осциллографов предусмотрены индикаторные лампы, которые указывают, что ручка регулировки переменного усиления не находится в положении КАЛИБР.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Осциллограф имеет связи по постоянному току, и это очень важно: на экране отображается сигнал напряжения постоянного тока и только[1]. Однако иногда интерес может представлять небольшой переменный сигнал, имеющий большое смещение в виде неизменного напряжения постоянного тока; в этом случае можно переключить вход на связь по переменному току, при этом последовательно со входом подключится конденсатор, постоянная времени которого равна примерно 0,1 с. В большинстве осциллографов имеется также заземленный вход, который позволяет определить, где находится на экране уровень 0 В. (В положении ЗЕМЛЯ сигнал не закорачивается на землю, а просто отключается от осциллографа, вход которого заземляется.) Входы осциллографа обычно обладают высоким импедансом (параллельное соединение сопротивления 1 МОм и емкости 20 пФ), как и должно быть в хорошем приборе для измерения напряжения. Универсальным и точным значением для входиого сопротивления является 1,0 МОм, при этом можно использовать высокоомные щупы (об этом речь пойдет ниже); к сожалению, стандартизованного значения для параллельной емкости нет, и это вызывает некоторые неприятности при замене щупов.

В усилителях вертикального отклонения предусматривают возможность управления положением луча и возможность инвертирования сигнала по крайней мере на одном из каналов, а также переключатель ВХ. РЕЖИМ. Последний позволяет наблюдать сигнал в любом из каналов, их сумму (разность при инвертировании сигналов) или оба канала сразу. Для наблюдения сигналов в обоих каналах предиазначены два режима: ЧЕРЕДОВАНИЕ, когда при следующих друг за другом развертках отображаются сигналы с альтернативных входов; режим МЕТКИ, при котором луч быстро перемещается (0,1—1 МГц) туда и обратно между двумя сигналами. Режим ЧЕРЕДОВАНИЕ, как правило, предпочтительнее, за исключением наблюдений слабых сигналов. Иногда для того, чтобы убедиться в правильности своих наблюдений, полезно пронаблюдать сигиалы и в том, и в другом режиме.

## Горизонтальное отклонение луча

Сигнал вертикальной развертки подается на схему вертикального отклонения и перемещает луч вверх и вниз по экрану. Сигнал горизонтальной развертки создается внутренним генератором пилообразного напряжения, обеспечивающим отклонение, пропорциональное времени. Как и для усилителей вертикального отклонения, здесь предусмотрены калиброванный переключатель ВРЕМЯ/ДЕЛЕНИЕ и концентрическая с ним ручка ПЕРЕМЕННОГО усиления; сформулированное ранее предупреждение распространяется и на этот случай. Осциллографы в большинстве снабжены ручкой × 10 УСИЛЕНИЕ (по горизонтали), один из входных каналов может быть использован для внешнего задания горизонтального отклонения (при этом получаются, например, всем известные и, как правило, бесполезные фигуры Лиссажу, которые любят авторы элементарных учебников и создатели научно-фантастических фильмов).

## Схема запуска

Мы подошли к самому интересному — к схеме запуска. Мы уже познакомились с сигналами вертикального отклонения и горизонтальной развертки; они необходимы для построения графика зависимости напряжения от времени. Но если сигнал горизонтальной развертки не будет перехватывать входной сигнал каждый раз в одной и той же точке (при условии, что входной сигнал является периодическим), то изображение будет представлять собой сплошную путаницу — входное колебание будет накладываться само на себя в различные моменты времени. Схема запуска позволяет выбрать УРОВЕНЬ и НАКЛОН («+» или «—»), определяющие момент начала развертки. Посмотрите на переднюю панель прибора, и вы увидите, что существует несколько вариантов выбора сигналов, поступающих на вход схемы запуска и несколько вариантов выбора режима ее работы. В НОРМАЛЬНОМ режиме развертка начинает-

[1] Напоминаем, что меняться этот сигнал может очень быстро.— *Прим. ред.*

ся только в том случае, когда выбранный сигнал проходит через установленную вами точку запуска и изменяется в выбранном направлении (имеется в виду заданный НАКЛОН). На практике, регулируя уровень, добиваются стабильного изображения. В режиме внутреннего запуска (АВТО) в отсутствие сигнала развертка начинает «бегать»; этот режим хорошо использовать в тех случаях, когда сигнал может уменьшаться до малых значений, так как изображение не будет пропадать и не будет возникать впечатление, что сигнал исчез. Этот режим является самым подходящим, если рассматривается совокупность различных сигналов и нет желания каждый раз производить установку схемы запуска. ОДНОКРАТНАЯ РАЗВЕРТКА используется для непериодических сигналов. В режиме ЛИНИЯ развертка запускается от сети переменного тока; этот режим используется в тех случаях, когда интерес представляют фон или пульсации в схеме. ВНЕШНИЕ входы схемы запуска используют в тех случаях, когда наряду с некоторым интересующим вас «грязным» сигналом имеется чистый сигнал, имеющий такую же скорость изменения; к такому режиму часто прибегают в тех случаях, когда на схему подается некоторый испытательный входной сигнал или в цифровых схемах, работа которых синхронизируется тактовыми импульсами. Для наблюдения комбинированных сигналов полезны различные виды связи; например, предположим, что необходимо рассмотреть звуковой сигнал с частотой порядка нескольких килогерц, на который накладываются отдельные выбросы. В режиме ПОДАВЛЕНИЕ ВЧ ко входу схемы запуска подключается фильтр НЧ, предотвращающий запуск схемы по этим выбросам. Если именно выбросы представляют для вас интерес, то можно сделать так, чтобы схема запускалась как раз по ним — для этого служит режим ПОДАВЛЕНИЕ НЧ.

Во многих осциллографах предусмотрены ручки ПОИСК ЛУЧА и ПРОСМОТР СИГНАЛА ЗАПУСКА. Поиск луча полезен в тех случаях, когда вы не можете найти осциллограмму; этот режим особенно по душе начинающим. В режиме просмотра сигнала запуска на экране отображается сигнал запуска; этот режим особенно удобен при внешнем запуске.

## Подсказки начинающим

Для того чтобы осциллограф был послушным инструментом в ваших руках, начиная работу, вспомните следующие практические советы. Прежде всего осциллограф нужно включить; для схемы запуска установите режим АВТО, СВЯЗЬ ПО ПОСТ. ТОКУ, КАН1. Для скорости развертки установите значение 1 мс/дел., а усиление выключите (получим 1-кратное усиление). Заземлите входы схемы вертикального отклонения, задайтесь яркостью и вращайте ручку управления отклонением по вертикали до тех пор, пока на экране не появится горизонтальная линия (если это вызовет затруднения, попробуйте воспользоваться режимом поиска луча). Предупреждение: в некоторых осциллографах, например типа Tektronix 400, режим автоматической внутренней развертки нельзя установить, если не отрегулирован должным образом уровень запуска. После этого можно подать сигнал, отключить вход от земли и начать манипулировать со схемой запуска. Чтобы ближе познакомиться с осциллографом, посмотрите, каким будет изображение на его экране, когда коэффициент усиления вертикального отклонения имеет очень большое значение, когда скорость развертки очень велика или очень мала и когда схема запуска плохо отрегулирована.

## Щупы

Входная емкость осциллографа по отношению к испытываемой схеме может быть слишком велика, особенно если учесть экранированный соединительный кабель. Полное входное сопротивление (параллельное соединение сопротивления 1 МОм и емкости 100 пФ или около того) часто оказывается слишком низким для чувствительных схем и нагружает их, образуя делитель напряжения. Хуже того, иногда эта емкость вызывает неправильную работу схемы и даже приводит к возникновению автоколебаний! Очевидно, что в подобных случаях осциллограф ведет себя, «как слон в

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



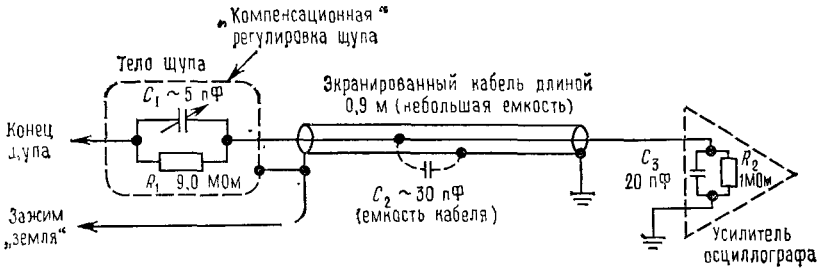



Рис. А.3.

посудной лавке», по отношению к рассматриваемой схеме, оказывая существенное влияние на ее работу.

Для того чтобы решить эту проблему, обычно используют высокоимпедансные щупы. Работу широко распространенного 10-кратного щупа иллюстрирует рис. А. 3. Для сигналов постоянного тока щуп (вместе с осциллографом) образует просто 10-кратный делитель напряжения. Если отрегулировать $C_1$ так, чтобы его емкость была равна 1/9 части емкости параллельного соединения $C_2$ и $C_3$, то схема станет работать как 10-кратный делитель на всех частотах, а входной импеданс будет определяться параллельным соединением сопротивления 10 МОм и емкости в несколько пикофарад. На практике щуп регулируют с помощью прямоугольных импульсов с частотой примерно 1 кГц, генератор которых предусмотрен во всех осциллографах и снимается с гнезда КАЛИБР. или РЕГ. ЩУПА. Емкость щупа регулируют до тех пор, пока на экране не будет получено изображение точной прямоугольной формы. Иногда регулировка щупа бывает ловко спрятана изготовителями; в некоторых конструкциях тело щупа надо поворачивать и фиксировать относительно второй, сочлененной с ним части. Один недостаток: с помощью 10-кратного (10×) щупа трудно рассматривать сигналы порядка нескольких милливольт; для таких измерений лучше использовать щуп 1×, который представляет собой обычный экранированный кабель с небольшой емкостью и необходимыми для щупа элементами (зажим с захватом, зажим «земля», удобная ручка и т. п.). 10-кратный щуп должен быть стандартным и должен быть подключен к осциллографу с левой стороны, а 1-кратный щуп должен использоваться по мере необходимости. В некоторых щупах возможно переключение на 1-кратный или 10-кратный режим.

## Земля

Как и в большинстве измерительных приборов, сигнал на входе осциллографа оценивается относительно земли прибора (внешняя часть входного коаксиального разъема типа BNC), которая обычно электрически связана с корпусом. Последний в свою очередь соединяется с «землей» сети переменного тока через 3-жильный кабель питания. Это значит, что вы не можете измерять напряжение между двумя точками в схеме, а вынуждены измерять сигналы относительно этой земли [1].

В связи со сказанным отметим один важный момент: если подключить «землю» щупа осциллографа к точке в схеме, которая обладает некоторым потенциалом относительно земли, то эта точка будет в результате закорочена на землю. Для испытуемой схемы это может иметь самые плачевные последствия; кроме того, есть схемы, для которых заземление крайне опасно (для бестрансформаторных электронных при-

[1] Если «сеть» хорошо изолирована с помощью трансформатора, то корпус может не иметь общего заземления. Однако с точки зрения техники безопасности это плохо.— *Прим. ред.*

боров, как, например, некоторые телевизоры [1]). Если вам непременно нужно рассмотреть сигнал между двумя точками в схеме, то вы можете либо сделать осциллограф «плавающим» и поднять земляной провод (просто так этого делать не следует), либо произвести дифференциальное измерение. Для этого нужно, инвертировав сигнал в одном из входных каналов, использовать режим СУММИРОВАНИЕ (для некоторых осциллографов предусмотрены специальные модули, подключив которые можно непосредственно выполнять дифференциальные измерения).

И еще одно замечание по поводу земли при измерении слабых и высокочастотных сигналов: убедитесь, что земля осциллографа и земля схемы, в которой вы проводите измерения, одинаковы. Лучше всего для этого соединить «землю» щупа непосредственно с «землей» схемы, а затем измерить щупом напряжение «земли» и убедиться, что сигнал отсутствует. Вся беда в том, что очень часто короткий конец «земля» на щупе бывает утрачен, поэтому храните все принадлежности щупа где-нибудь в одном месте.

## Другие возможности осциллографа

Во многих осциллографах предусмотрена ЗАДЕРЖАННАЯ РАЗВЕРТКА; с помощью задержанной развертки можно наблюдать фрагмент сигнала спустя некоторое время после запуска. Задержку можно точно отрегулировать с помощью специальной многооборотной ручки, а вторую скорость развертки можно установить с помощью переключателя. В режиме задержки при ПОВЫШЕННОЙ ЯРКОСТИ весь сигнал отображается с первой скоростью развертки, а задержанный элемент имеет «вторую скорость развертки» и повышенную яркость; такой режим удобен во время наладки. В осциллографах с задержанной разверткой иногда предусматривают «смешанную развертку», в этом режиме изображение формируется сначала с одной скоростью развертки, а затем переключается на другую (обычно более высокую) скорость по истечении выбранной задержки. Задержанная развертка может начинаться сразу по истечении задержки или в следующий после задержки момент запуска; для управления запуском предусмотрены две схемы управления, благодаря которым две точки запуска можно устанавливать независимо друг от друга. (Не путайте задержанную развертку с задержкой сигнала. Во всех осциллографах происходит задержка сигнала в канале, благодаря чему можно наблюдать событие, которое произвело запуск; оказывается, осциллограф позволяет нам заглядывать в недавнее прошлое!) Во многих современных осциллографах предусмотрена возможность управления задержкой запуска (ЗАДЕРЖКА СРАБАТЫВАНИЯ); при этом запуск запрещается на интервал времени, величина которого регулируется, после каждого периода развертки. Этот режим очень удобен для наблюдения сложных сигналов без простой периодичности, характерной, скажем, для синусоидального сигнала. Типичным примером является цифровой сигнал, представляющий собой сложную последовательность единиц и нулей, для которого никаким иным способом нельзя добиться стабильного изображения (разве только путем регулировки верньера скорости развертки, а это предполагает отсутствие калиброванной развертки). Существуют также осциллографы с памятью, которые позволяют наблюдать неповторяющиеся события, и осциллографы, к которым можно подключать дополнительные функциональные модули. Они позволяют делать почти все, что захочется: отображать одновременно до восьми осциллограмм, производить спектральный анализ, точно измерять время и напряжение (в цифровом виде) и т. д. Сейчас появились аналоговые осциллографы нового поколения с цифровой памятью; они позволяют улавливать кратковременные однократные сигналы и возвращаться к прошлым событиям (которые произошли до начала запуска) на расстояние до $^3/_4$ целого экрана.

[1]) В СССР выпуск бестрансформаторных приборов (с прямым выпрямлением сетевого напряжения) давно прекращен (по соображениям техники безопасности).— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



# ПРИЛОЖЕНИЕ Б

## МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

Для того чтобы понять изложенный в этой книге материал, необходимо иметь некоторые познания в области алгебры и тригонометрии. Кроме того, полезно, хотя и не столь необходимо, уметь выполнять кое-какие действия с комплексными числами и производными (которые рассматриваются в разделе математического анализа). Это приложение содержит кратчайшее изложение основных положений алгебры комплексных чисел и дифференциального исчисления. Ни в коем случае не предполагается, что оно может заменить собой учебник. Для самообразования в области математического анализа рекомендуем книгу: D. Kleppner, N. Ramsey, Quick Calculus (John Wiley & Sons, 1972) [1]).

## Комплексные числа

Комплексное число представляется в следующей форме:

$$\mathbf{N} = a + bi,$$

где $a$ и $b$ — действительные числа, а $i$ представляет собой корень квадратный из $-1$ (вместо $i$ в остальных частях книги использован символ $j$ для того, чтобы не возникало путаницы с обозначением малосигнального тока); $a$ называют действительной частью комплексного числа, а $b$ — мнимой. Для обозначения комплексных чисел используют иногда жирный шрифт или подчеркивают символ жирной линией. Во всех остальных случаях, когда нет специальных обозначений, предполагается, что вы сами знаете, когда перед вами комплексное число!

Комплексные числа, так же как и действительные, можно складывать, вычитать, умножать:

$$(a+bi)+(c+di)=(a+c)+(b+d)\,i;\quad (a+bi)-(c+di)=(a-c)+(b-d)\,i;$$

$$(a+bi)(c+di)=(ac+bd)+(bc+ad)\,i;$$

$$\frac{a+bi}{c+di}=\frac{(a+bi)(c-di)}{(c+di)(c-di)}=\frac{ac+bd}{c^2+d^2}+\frac{bc-ad}{c^2+d^2}\,i.$$

Все эти действия выполняются просто в том смысле, что $i$ рассматривается как величина, на которую умножена мнимая часть, а все остальное — простая арифметика. Отметим, что $i^2=-1$ (это используется в примере с умножением), а операция деления упрощается путем умножения числителя и знаменателя на *сопряженное комплексное число*, которое получается при изменении знака мнимой части на противоположный. Иногда сопряженное комплексное число отмечают звездочкой.

Если $\mathbf{N}=a+bi$, то $\mathbf{N}^*=a-bi$.

*Модуль* комплексного числа равен

$$|\mathbf{N}|=|a+bi|=[(a+bi)(a-bi)]^{1/2}=(a^2+b^2)^{1/2},\ \text{т. е. } |\mathbf{N}|=(\mathbf{N}\mathbf{N}^*)^{1/2}.$$

Для того чтобы определить модуль комплексного числа, нужно умножить это число на сопряженное и взять квадратный корень от произведения. Модуль произведения (или частного) двух комплексных чисел представляет собой просто произведение (или частное) их модулей.

Для действительной и мнимой частей комплексного числа иногда используется следующая запись:

$$\text{действительная часть } \mathbf{N} = \mathrm{Re}\,(\mathbf{N}),$$

$$\text{мнимая часть } \mathbf{N} = \mathrm{Im}\,(\mathbf{N}).$$

[1]) Очень удобен и содержит полное и краткое изложение необходимых основ анализа и исчисления комплексной переменной «Курс чистой математики» Харди.— *Прим. ред.*

Для того чтобы получить действительную или мнимую часть, нужно записать число в виде $a+bi$ и взять $a$ или $b$. При этом может потребоваться выполнить умножение или деление, так как комплексное число может быть весьма запутанным.

Для представления комплексных чисел иногда используют комплексную плоскость. Она представляет собой такую же плоскость, как и плоскость с координатами $x$, $y$. При изображении комплексного числа действительная часть берется как координата $x$, а мнимая — как $y$, то есть на этой плоскости используются оси ДЕЙСТВИТЕЛЬНАЯ ($x$) и МНИМАЯ ($y$), как показано на рис. Б. 1. Используя эту аналогию, иногда комплексные числа записывают с помощью координат $x$, $y$:

$$a+bi \leftrightarrow (a,\ b).$$

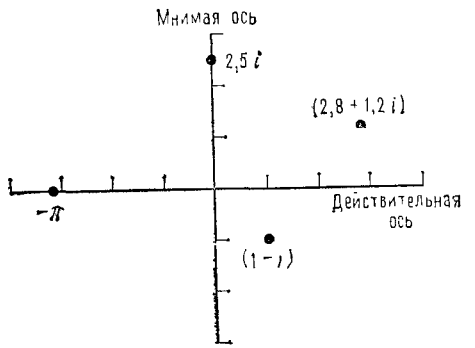



Рис. Б.1.

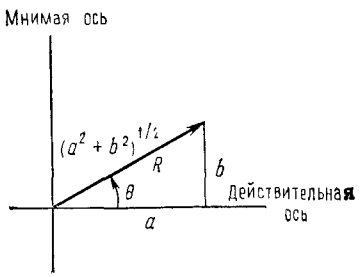



Рис. Б.2.

Как и обычные точки с координатами $x$, $y$, комплексные числа можно представлять в полярных координатах; это представление называют тригонометрическим. Например, число $a+bi$ можно записать и так (рис. Б. 2):

$$a+bi=(R,\ \varphi),$$

где $R=(a^2+b^2)^{1/2}$ и $\varphi=\operatorname{arctg}(b/a)$ [1].
Если учесть, что

$$e^{ix}=\cos x+i\sin x$$

(это выражение, известное под названием формулы Эйлера, нетрудно получить, если представить экспоненциальную функцию в виде ряда Тейлора [2]), то получим показательную форму записи:

$$\mathbf{N}=a+bi=\mathrm{Re}^{\,i\varphi},\quad R=|\mathbf{N}|=(\mathbf{N}\mathbf{N}^*)^{1/2}=(a^2+b^2)^{1/2},$$
$$\varphi=\operatorname{arctg}(b/a),$$

то есть модуль комплексного числа $R$ и угол $\varphi$ — это просто полярные координаты точки, представляющей число на комплексной плоскости. Показательная (или полярная) форма представления удобна для выполнения операций умножения (или деления) комплексных чисел — модули чисел перемножаются (делятся), а углы-аргументы складываются (вычитаются):

$$(ae^{ib})(ce^{id})=ace^{i(b+d)}.$$

[1] Если $A=a+bi$, то $R=|A|=\sqrt{a^2+b^2}$ называют модулем $A$, а $\varphi=\operatorname{arctg}(b/a)=\arg|A|$ называют аргументом $A$.— *Прим. ред.*

[2] И рассмотреть порознь суммы мнимых и действительных членов ряда.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



И наконец, для того чтобы перейти от представления в полярных координатах к представлению в прямоугольных координатах, следует просто воспользоваться формулой Эйлера:

$$ae^{ib}=a\cos b+ia\sin b,$$

то есть $\mathrm{Re}\,(ae^{ib})=a\cos b$, $\mathrm{Im}\,(ae^{ib})=a\sin b$.
Для того чтобы умножить комплексное число на экспоненциальную функцию, необходимо просто выполнить соответствующие операции умножения:

$$\mathbf{N}=a+bi,\ \mathbf{N}e^{ix}=(a+bi)(\cos x+i\sin x)=(a\cos x-b\sin x)+i(b\cos x+a\sin x).$$

## Дифференциальное исчисление

Начнем с понятия *функции* $f(x)$, т. е. формулы, которая для каждого значения $x$ позволяет найти значение $y=f(x)$. Функция $f(x)$ является *однозначной*, если каждому значению $x$ она ставит в соответствие единственное значение $y$. Понятие функции $y=f(x)$ иллюстрирует график, представленный на рис. Б. 3. Производная $y$ по $x$ определяется углом наклона графика $y$ к оси $x$. Если вы проведете касательную к графику функции в некоторой точке, то наклон касательной в этой точке и есть $dy/dx$, т. е. производная сама по себе представляет функцию, так как ее значение определено в каждой точке. На рис. Б. 3 наклон в точке (1, 1) определяется значением 2, а в точке начала координат он нулевой (немного ниже сказано, как вычисляется производная).

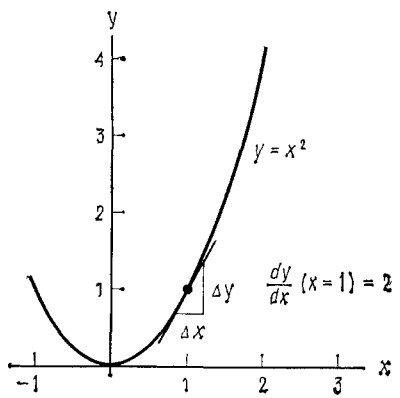



Рис. Б.3.

Пользуясь математическими терминами, можно сказать, что производная — это предел, к которому стремится отношение приращения $y$ ($\Delta y$) к приращению $x$ ($\Delta x$), когда $\Delta x$ стремится к нулю. Процитируем песенку, которую когда-то сочинили по этому поводу в Гарвардском университете (авторы Том Лехрер и Льюис Бранском):

В исходной функции от $x$ (иначе $y$, в целях упрощенья)
Берем значенье аргумента, чуть меняем, запоминаем Приращенье...
Сменили аргумент. Теперь о функции и до и после Этого момента:
Ее мы вычислим, потом разделим $y$-рост на приращенье Аргумента.
Идемте дальше: разность $x$-ов устремив к нулю и измененья в частном наблюдая,
Должны найти... должны (?), мне кажется, найдем Предел, тем самым и работу завершая.
А найденный предел для функции исходной
И называют производной.

(На мелодию «Что-то должно измениться» W. Benton Overstreet.)

Дифференцирование — это прямая операция, и для основных функций составлены стандартные таблицы производных. Ниже приводятся основные правила нахождения производных ($u$ и $v$ — это функции $x$):

*Некоторые производные*

$$\frac{d}{dx}x^n = nx^{n-1}, \quad \frac{d}{dx}\sin x = \cos x, \quad \frac{d}{dx}e^x = e^x, \quad \frac{d}{dx}au(x) = a\frac{d}{dx}u(x)$$

($a$ — постоянная), $\frac{d}{dx}(u+v) = \frac{du}{dx} + \frac{dv}{dx}$, $\frac{d}{dx}\left(\frac{u}{v}\right) = \frac{v\frac{du}{dx} - u\frac{dv}{dx}}{v^2}$,

$$\frac{d}{dx}\{u[v(x)]\} = \frac{du}{dv}\frac{dv}{dx}.$$

Последнее правило представляет собой правило дифференцирования сложной функции, оно распространяется на цепочку из любого числа функций и очень полезно для вычисления производных.

Иногда функцию дифференцируют, чтобы определить значение производной в некоторой точке. В других случаях требуется найти минимум или максимум функции. Так как в точке экстремума производная равна нулю, то найденную производную приравнивают к нулю и разрешают полученное уравнение относительно $x$. Рассмотрите следующие примеры:

$\frac{d}{dx}x^2 = 2x$ (рис. Б.3: при $x=1$ наклон $=2$, при $x=0$ наклон $=0$)

$\frac{d}{dx}xe^x = xe^x + e^x$ (правило умножения)

$\frac{d}{dx}\sin(ax) = a\cos(ax)$ (дифференцирование сложной функции)

$\frac{d}{dx}a^x = \frac{d}{dx}(e^{x\log a}) = a^x \log a$ (дифференцирование сложной функции)

$$\frac{d}{dx}\left(\frac{1}{x^{1/2}}\right) = -\frac{1}{2}x^{-3/2}$$

# ПРИЛОЖЕНИЕ В

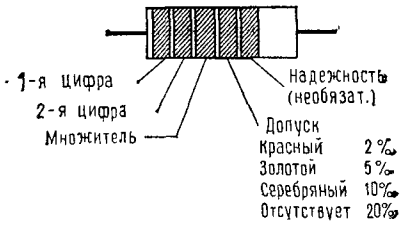
## ЦВЕТНАЯ МАРКИРОВКА РЕЗИСТОРОВ С ДОПУСКОМ 5%

Маломощные композиционные проволочные и пленочные резисторы с допуском от 2 до 20% имеют стандартные значения сопротивлений и стандартную схему цветной маркировки. У начинающего это может вызвать подозрения, но на самом деле такая маркировка позволяет легко определить сопротивление стоящего в схеме резистора по его цвету, а не по цифровой маркировке, которую не сразу разглядишь. Стандартные значения сопротивлений резисторов выбраны так, что смежные значения отличаются на 10% для резисторов с допуском 2 и 5% и на 20% для допусков 10 и 20%. С помощью цветной маркировки можно задать многие значения сопротивлений, но не все они существуют на практике.

Две цифры и множитель определяют величину сопротивления резистора, и в таком порядке от одного конца резистора к другому выполняется цветная маркировка (рис. В.1). Обычно присутствует и четвертая цветная полоска, обозначающая допуск, а иногда и пятая для каких-либо других параметров (желтая или оранжевая полоска на металлопленочных резисторах обозначает уровень надежности).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman






Пример: красно-желто-оранжево-золотой—это резистор на 24 кОм с допуском 5%.

Рис. В.1.

| Цифра | Цвет | Множитель | Число нулей |
|---|---|---|---|
| | Серебряный | 0,01 Ом | —2 |
| | Золотой | 0,1 Ом | —1 |
| 0 | Черный | 1 Ом | 0 |
| 1 | Коричневый | 10 Ом | 1 |
| 2 | Красный | 100 Ом | 2 |
| 3 | Оранжевый | 1 кОм | 3 |
| 4 | Желтый | 10 кОм | 4 |
| 5 | Зеленый | 100 кОм | 5 |
| 6 | Голубой | 1 МОм | 6 |
| 7 | Фиолетовый | 10 МОм | 7 |
| 8 | Серый | | |
| 9 | Белый | | |

Ниже приведен стандартный ряд номинальных значений сопротивлений (невыделенные значения относятся только к допуску 2 и 5%):

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **10** | 16 | **27** | 43 | **68** |
| 11 | **18** | 30 | **47** | 75 |
| **12** | 20 | **33** | 51 | **82** |
| 13 | **22** | 36 | **56** | 91 |
| **15** | 24 | **39** | 62 | **100** |

Стоимость композитных резисторов лежит в диапазоне от 3 центов за штуку (если покупается 1000 штук) до 15 цент. (если покупается 25 штук). Иногда невыгодно покупать меньше чем 25—50 штук резисторов одного номинала, поэтому имеет смысл купить готовый набор резисторов с разными значениями сопротивлений.

# ПРИЛОЖЕНИЕ Г

## ПРЕЦИЗИОННЫЕ РЕЗИСТОРЫ С ДОПУСКОМ 1%

Прецизионные пленочные резисторы с диапазоном допусков от 0,5 до 1% находят широкое применение в промышленности и привлекают своей дешевизной [1]. В частности, резисторы типа RN55D и RN60D очень часто продают по цене 8 центов за штуку, если приобретается не менее 100 штук, а набор резисторов со смешанными значениями сопротивлений, как правило, продают со скидкой. Резисторы типа RN55D имеют такие же размеры, как обычные композитные резисторы с мощностью 0,25 Вт (правда, те же самые резисторы, предназначенные для военного использования, имеют предельную мощность порядка 0,125 Вт при температуре окружающей среды 70°С), а резисторы типа RN60D — такие же размеры, как композитные резисторы с мощностью 0,5 Вт. Для резисторов типа RN55D температурный коэффициент составляет 100 млн. долей /°С, а для резисторов типа RN55C (такого же размера) — 50 млн. долей/°С.

На корпус пленочных прецизионных резисторов нанесен четырехзначный цифровой код в отличие от обычной цветовой разметки. Три первые цифры определяют величину сопротивления, а последняя — число нулей, то есть множитель. Например, код 1693 соответствует сопротивлению 169 кОм, а код 1000—100 Ом. (Отметим, что цветовые полоски играют такую же роль, но в цветовом коде участвуют только три цифры. Для многих типов конденсаторов принята такая же цифровая маркировка.

[1] Аналогом могут служить, например, резисторы БЛП.— *Прим. ред.*

Если величина сопротивления очень мала, то для обозначения десятичной точки используют символ $R$, например, $49R9$ — это 49 ,9 Ом, а $10R0$—10,0 Ом.

Стандартные значения сопротивлений лежат в диапазоне от 10,0 Ом до 301 кОм, и смежные значения отличаются одно от другого примерно на 2%, некоторые изготовители, правда, предлагают подобные резисторы с сопротивлениями от 4,99 Ом до 2,00 МОм. Стандартные значения для каждой декады приведены в представленной ниже таблице.

Резисторы с допуском 1% часто используют в тех случаях, когда требуется очень высокая точность и стабильность; к группе прецизионных резисторов можно подключить небольшой регулируемый потенциометр. Рассчитывая на худший случай, следует иметь в виду, что для резисторов с допуском 1% гарантируется величина сопротивления в пределах допуска только в определенных условиях. При изменении температуры, высокой влажности и при работе с предельными значениями мощности величина сопротивления может легко выйти за пределы допуска. Дрейф сопротивления со временем может достигать 0,5%, особенно если резисторы работают с предельными значениями мощности. В схемах, от которых требуется особая точность и стабильность (порядка 0,1%), следует использовать прецизионные проволочные резисторы или специальные пленочные резисторы, обеспечивающие такую стабильность. То же самое можно сказать и о композитных резисторах. Не стоит тешить себя мыслями, что фабричные спецификации на резисторы слишком консервативны, они отражают реальное положение вещей.

**Таблица номиналов 1%-ных резисторов**

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 100 | 140 | 196 | 274 | 383 | 536 | 750 |
| 102 | 143 | 200 | 280 | 392 | 549 | 768 |
| 105 | 147 | 205 | 287 | 402 | 562 | 787 |
| 107 | 150 | 210 | 294 | 412 | 576 | 806 |
| 110 | 154 | 215 | 301 | 422 | 590 | 825 |
| 113 | 158 | 221 | 309 | 432 | 604 | 845 |
| 115 | 162 | 226 | 316 | 442 | 619 | 866 |
| 118 | 165 | 232 | 324 | 453 | 634 | 887 |
| 121 | 169 | 237 | 332 | 464 | 649 | 909 |
| 124 | 174 | 243 | 340 | 475 | 665 | 931 |
| 127 | 178 | 249 | 348 | 487 | 681 | 953 |
| 130 | 182 | 255 | 357 | 499 | 698 | 976 |
| 133 | 187 | 261 | 365 | 511 | 715 | |
| 137 | 191 | 267 | 374 | 523 | 732 | |

# ПРИЛОЖЕНИЕ Д

## КАК РИСОВАТЬ ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Если принципиальная схема нарисована хорошо, то она поможет разобраться в работе схемы, облегчит поиск неисправности; если схема нарисована плохо, то она лишь запутает дело. Если вы будете помнить о некоторых правилах и советах, то построение хорошей схемы займет у вас не больше времени, чем построение плохой схемы. В этом приложении мы представляем вам общие принципы построения схем, некоторые правила и практические советы. Кроме того, мы привели здесь несколько схем-уродцев, которые должны стать образцом того, как не следует рисовать схемы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



### Общие принципы

1. Схема не должна допускать двусмысленности. В связи с этим номера контактов, параметры элементов, полярности и т. п. следует указывать на схеме совершенно четко, во избежание последующей путаницы.

2. Хорошая принципиальная схема дает ясное представление о ее работе. В связи с этим выделяйте на схеме функциональные части, не бойтесь оставлять на бумаге чистые участки, не старайтесь заполнить весь лист без просветов. Для изображения функциональных частей приняты определенные условности, например изображать дифференциальный усилитель так, как показано на рис. Д. 1, не стоит — в таком виде его трудно узнать. При изображении триггеров, например, вход синхронизации и входы сигналов принято показывать слева, входы установки и сброса — сверху и снизу, а выходы — справа.

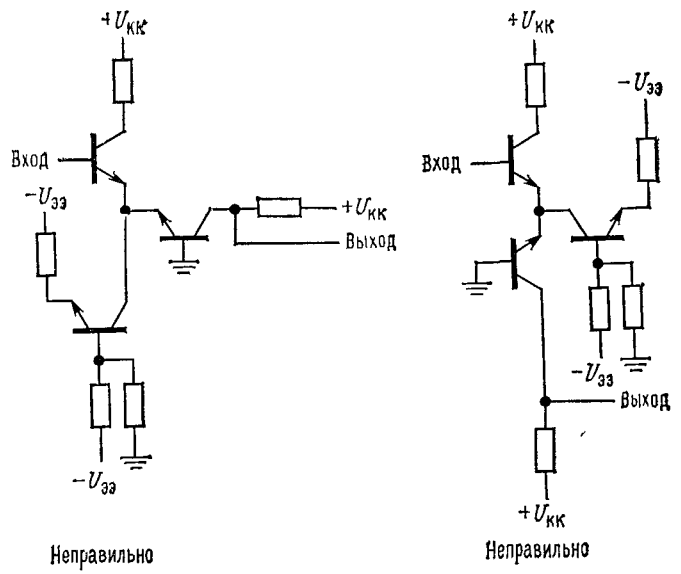



Рис. Д.1.

### Некоторые правила

1. Соединение проводов обозначают точкой; пересечение проводов без их соединения точкой не отмечают (не нужно в точке пересечения использовать небольшой полукруг, этим символом перестали пользоваться еще в 50-е годы).

2. Четыре провода не должны соединяться в одной точке — провода не могут пересекаться и соединяться [1].

[1] Смысл этого правила — повышение «надежности» схемы: если в точку сошлись три провода, то даже при пропуске точки ясно, что они соединяются, а если точка стоит на пересечении, то при соблюдении этого правила ясно, что она поставлена ошибочно.— *Прим. ред.*

3. Для обозначения одного и того же элемента на схеме всегда используйте один и тот же символ: например, не изображайте двумя способами триггеры (исключение: двумя способами могут изображаться логические вентили).

4. Провода и компоненты выравнивают в ряды по горизонтали и по вертикали: это правило следует соблюдать всегда, если только нет серьезных причин для его нарушения.

5. Номера контактов следует ставить с внешней стороны условного обозначения элемента, а наименования сигналов — внутри условного обозначения.

6. Для всех элементов следует указывать номинальное значение или тип, кроме того, очень хорошо обозначать все элементы на схеме, например $R_7$ или $ИС_3$.

## Практические советы

1. Обозначения проставляйте непосредственно около символа элемента, четко выделяйте группы обозначений, относящиеся к элементу: символ элемента, обозначение, тип или номинальное значение.

2. Как правило, сигналы в схемах распространяются слева направо; привычным направлением можно пожертвовать ради ясности изображения.

3. Источники положительного напряжения питания располагайте в верхней части листа, а источники отрицательного напряжения питания — в нижней. В связи с этим транзисторы $n$ — $p$ — $n$-типа обычно изображают так, что их эмиттеры «смотрят» вниз, а эмиттеры транзисторов $p$ — $n$ — $p$-типа — вверх.

4. Не старайтесь подключить все провода в схеме к шине питания или к общей земле. Для того чтобы указать эти напряжения в нужных точках схемы, используйте условное обозначение земли и такие обозначения, как $+U_{КК}$.

5. Полезно обозначать сигналы и функциональные блоки, а также показывать форму сигнала; на логических схемах очень хорошо обозначать шины сигналов, например СБРОС или СИНХР.

6. При изображении соединений с контактами компонентов эти контакты лучше немного продолжить, чтобы компонент выделялся на схеме. Транзисторы, например, изображайте так, как показано на рис. Д. 2.

7. Около символов элементов оставляйте некоторое пространство; например, символы ОУ, отдельных компонентов и провода не рисуйте вплотную друг к другу. Тогда схему будет легче читать, и у вас останется место для проставления обозначений, номеров контактов и т. д.

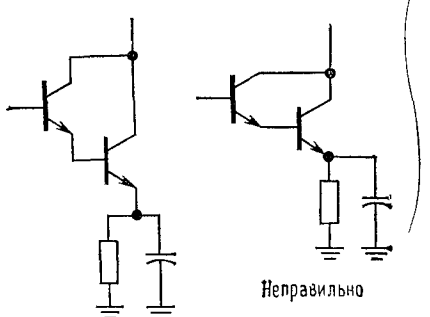



Рис. Д.2.

8. Обозначайте все «квадратики», функции которых сразу не очевидны: например, компараторы и ОУ, сдвиговые регистры и счетчики. Смелее изобретайте новые условные обозначения.

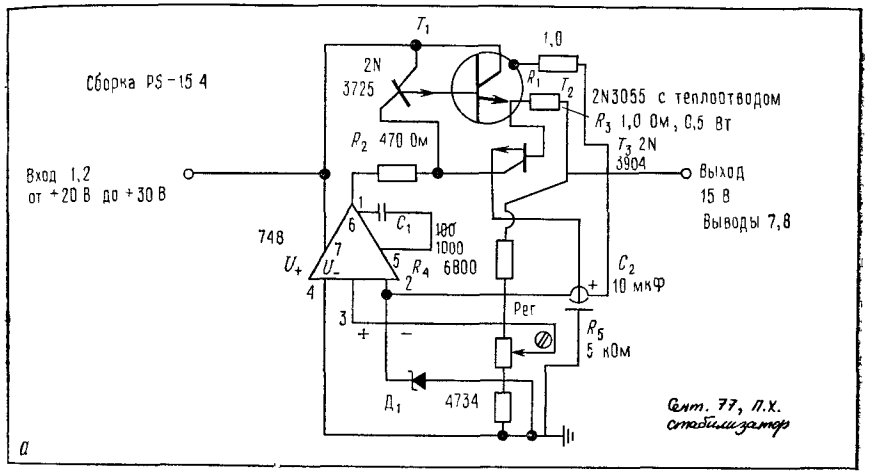
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roma



9. Разъемы печатных плат, контакты разъемов и другие подобные элементы обозначайте с помощью небольших прямоугольников, овалов, кружков.

10. Схема должна давать ясное представление о том, какие сигналы поступают на переключатель. Не заставляйте людей, которым предстоит работать с вашей схемой, разгадывать «головоломки с переключателями».

11. Для ОУ и логических устройств подключение источников питания обычно не изображают, а подразумевают. Однако все нестандартные подключения (например, в случае, когда ОУ работает от единственного источника питания и $U_-$ — это земля) и входы следует указывать.



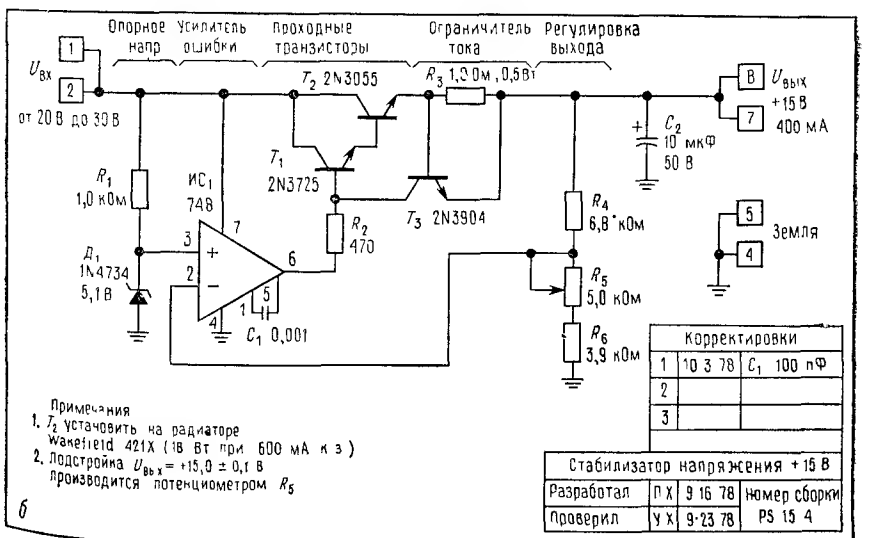




Рис. Д.3.

12. Очень полезно составлять небольшие таблицы и указывать в них номера и типы ИМС, контакты источников питания (например, номера контактов для $U_{КК}$ и земли).

13. В нижней части листа следует помещать штамп, в котором указывается наименование схемы, наименование прибора, кто начертил схему, кто ее разработал и проверил, дата и номер сборки. Следует предусмотреть также табличку корректировок с графами для номера, предмета корректировки и даты.

14. Советуем рисовать схемы от руки на миллиметровой бумаге или на простой бумаге, под которую подложен разграфленный лист. Так получается быстро и хорошо. Пользуйтесь карандашом, а не шариковой ручкой.

В качестве иллюстрации мы приводим на рис. Д. 3 два варианта одной и той же принципиальной схемы: один служит примером того, как не следует чертить схемы, а другой — примером хорошей схемы, достойной подражания. При построении первого варианта схемы забыли обо всех правилах и в результате ее почти невозможно понять. Как много плохих привычек собрано в этом примере! И с каждой из них нам приходилось сталкиваться на практике. (Создание «плохой» схемы очень нас позабавило, но в жизни такие примеры настроения не поднимают.)

# ПРИЛОЖЕНИЕ Е

## НАГРУЗОЧНЫЕ ЛИНИИ

Графическое построение нагрузочных линий можно найти в начале большинства учебников по электронике. Мы решили вынести изложение этого метода в приложение, так как при разработке схем на основе транзисторов он не так полезен, как при разработке схем на основе вакуумных электронных ламп. Однако к нему прибегают при работе с некоторыми нелинейными элементами (например, с туннельными диодами), и вообще он представляет собой интересный и полезный инструмент анализа.

Начнем с примера. Допустим, вас интересует падение напряжения на диоде, представленном на рис. Е. 1. Предположим, что вам известна вольт-амперная характеристика используемого диода (конечно, существует некоторый технологический разброс, а также сказывается влияние температуры окружающей среды): пусть она имеет такой вид, как показано на графике. Как определить положение точки покоя?

Один метод заключается в том, что нужно грубо задать величину тока, скажем 0,6 мА, затем с помощью вольт-амперной характеристики определить падение напряжения на резисторе, затем на основании этого результата определить новую величину тока (в данном случае 0,48 мА). Этот итеративный метод иллюстрирует рис. Е. 1. После нескольких итераций вы получите ответ, который, правда, оставляет желать лучшего.

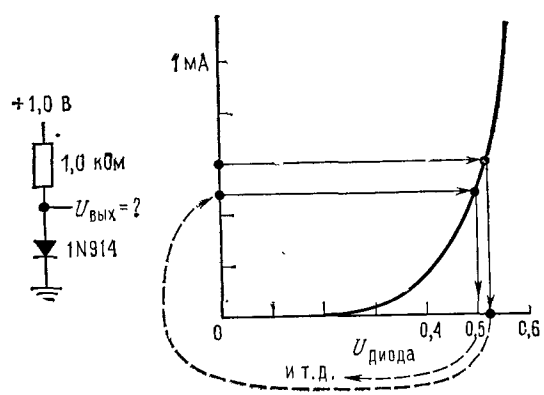



Рис. Е.1.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



С помощью метода нагрузочных линий ответ на подобный вопрос можно получить сразу же. Представьте себе, что вместо диода включен *некоторый* элемент; резистор с сопротивлением 1,0 кОм по-прежнему выступает в качестве нагрузки. А теперь давайте построим на вольт-амперной характеристике график зависимости тока, протекающего через резистор, от напряжения на элементе. Оказывается, построить такой график нетрудно: при напряжении 0 В ток равен просто $U_+/R$ (полное падение напряжения на резисторе); при напряжении $U_+$ ток равен нулю; все промежуточные значения лежат на прямой, соединяющей эти две точки. Теперь на том же самом графике построим вольт-амперную характеристику элемента. Рабочая точка (точка покоя) принадлежит одновременно двум графикам, т. е. совпадает с точкой их пересечения, как показано на рис. Е.2.

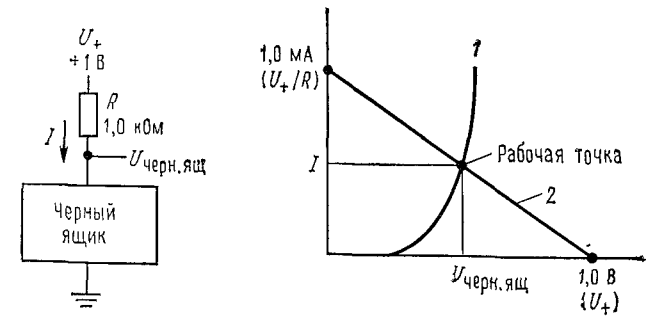



Рис. Е.2.

*1* — вольт-амперная характеристика черного ящика (в данном случае диода); *2* — нагрузочная линия (устанавливается с помощью $U_+$ и $R$).

При использовании метода нагрузочных линий для 3-выводных элементов (например, для лампы или транзистора) строят семейство вольт-амперных характеристик элемента. На рис. Е. 3 в качестве примера приведен обедненный полевой транзистор и семейство характеристик, построенных для различных значений напряжения между затвором и истоком. Выходное напряжение для заданного входного сигнала можно получить, если спроектировать на ось напряжения отрезок нагрузочной линии, заключенный между точками ее пересечения с вольт-амперными характеристиками, соответствующими входному сигналу. На примере показано напряжение стока для изменения напряжения на затворе (входного) от значения потенциала земли до —2 В.

На первый взгляд этот метод очень хорош, но по целому ряду причин его использование для схем с транзисторами и полевыми транзисторами очень ограничено. Во-первых, вольт-амперные характеристики, указываемые для полупроводниковых

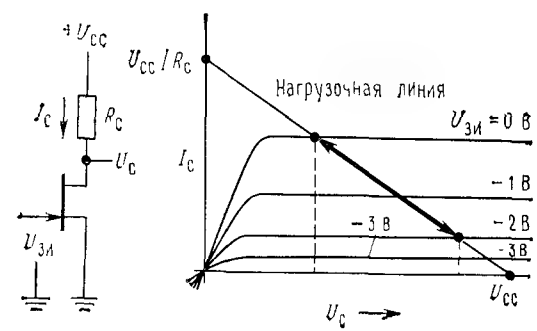



Рис. Е.3.

элементов, являются «типичными», а их технологический разброс может быть 5-кратным. Представьте, какой результат можно получить с помощью метода нагрузочных линий, если все характеристики сожмутся в 4 раза! Во-вторых, для элементов, обладающих логарифмическими характеристиками, таких, как диодный переход, линейная нагрузочная линия дает точный результат только на небольшом участке. И наконец, для всех элементов на твердом теле подходят неграфические методы, которые мы уже представили в этой книге. Эти методы, в частности, основаны на таких параметрах элементов, на которые можно положиться ($r_э$, $I_К$ при данных $U_{бэ}$ и $T$°C и т. п.), а не на параметрах, подверженных большим изменениям ($h_{21э}$, напряжение отсечки и т. п.). Во всяком случае, использование метода нагрузочных линий для транзисторов на основе публикуемых в паспортных данных характеристик даст вам ложное чувство уверенности в своих результатах, так как в этих характеристиках не учтен разброс.

Метод нагрузочных линий очень полезен для понимания работы схем, в состав которых входят нелинейные элементы. Некоторые интересные моменты иллюстрирует пример с туннельным диодом. Рассмотрим схему, представленную на рис. Е. 4.

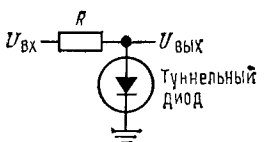



Рис. Е.4.

Отметим, что в данном случае роль питающего напряжения играет напряжение $U_{вх}$. Изменение сигнала от пика до пика порождает семейство параллельных нагрузочных линий, пересекающихся с вольт-амперной характеристикой элемента (рис. Е. 5, *а*). Приведенные значения соответствуют сопротивлению 100 Ом для резистора нагрузки. Как следует из графика, выходной сигнал быстрее всего изменяется, когда нагрузочная линия пересекает участок отрицательного сопротивления на характеристике диода. Значения $U_{вых}$ (представляющие собой проекцию на ось $X$), соответствующие различным значениям $U_{вх}$ (отдельные нагрузочные линии), образуют представленную в этом же примере передаточную характеристику. Рассматриваемая схема обеспечивает некоторое усиление по напряжению для входных напряжений вблизи значения 0,2 В.

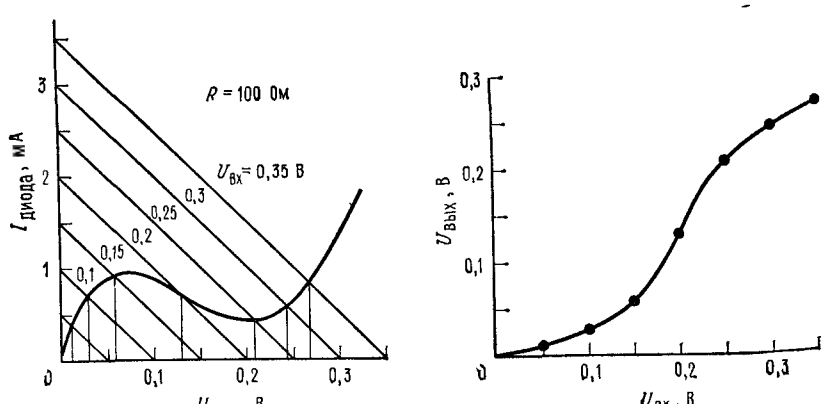



Рис. Е.5.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Интересное явление наблюдается в том случае, когда нагрузочные линии становятся более пологими, чем средняя часть характеристики диода. При этом сопротивление нагрузки превышает абсолютную величину отрицательного сопротивления диода и возможны две точки пересечения с характеристикой диода, как на рис. Е.6. По мере того как растет выходной сигнал, нагрузочные линии поднимаются до тех пор, пока точка пересечения не переходит скачком к более высокому значению $U_{вых}$. При изменении в обратном направлении точка пересечения аналогичным образом перемещается вниз до тех пор, пока скачком не возвратится обратно. Полная передаточная характеристика, как видим, обладает гистерезисом. Это явление позволяет использовать туннельные диоды в качестве быстродействующих переключательных элементов (триггеров).

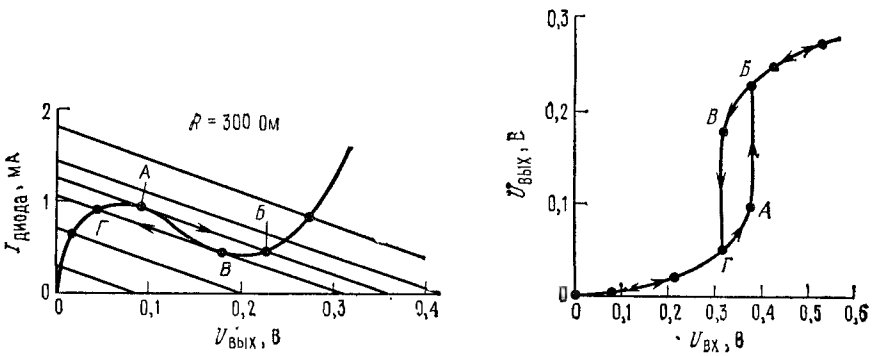



Рис. Е.6.

## ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

### НАСЫЩЕНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Подзаголовком этого приложения могут стать такие слова: «Диод база — коллектор одерживает победу над транзистором». На простой модели транзистора, в образе которого выступает человек, можно убедиться в наличии конечного напряжения насыщения, которым обладает биполярный транзистор. Основная идея состоит в том, что переход коллектор — база представляет собой большой диод с высоким значением $I_0$ (уравнение Эберса — Молла), значит, в *открытом* состоянии напряжение на нем при заданном значении тока ниже, чем на диоде база — эмиттер. Следовательно, при небольших значениях напряжения между коллектором и эмиттером (обычно 0,25 В и ниже) некоторую часть базового тока «забирает» диод коллектор — база (рис. Ж. 1). В связи с этим уменьшается эффективное значение $h_{21э}$, и для того, чтобы потенциал коллектора был близок потенциалу эмиттера, приходится поддерживать относительно большие базовые токи. Это подтверждают результаты измерений, приведенные на рис. Ж.2.

Коллекторное напряжение насыщения $U_К$ (нас.) при определенном значении базового и коллекторного тока является величиной, почти не зависящей от температуры, так как температурные коэффициенты двух диодов взаимно компенсируют друг друга (рис. Ж.3). Это свойство представляет интерес, так как насыщенный транзистор часто используют для переключения больших токов и он может нагреваться (например, ток 10 А при напряжении насыщения 0,5 В дает мощность 5 Вт, которой вполне достаточно для того, чтобы переход небольшого мощного транзистора нагревался до температуры 100°С или выше).

При использовании насыщенных переключателей обычно создают большой базовый ток (составляющий обычно 1/10 или 1/20 часть от коллекторного тока) для того, чтобы напряжение $U_{кэ}$ (нас.) достигало значения в пределах от 0,05 до 0,2 В. Если,

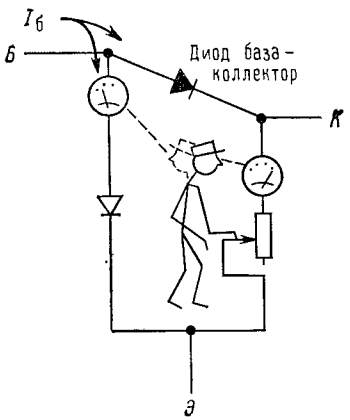



Рис. Ж.1.

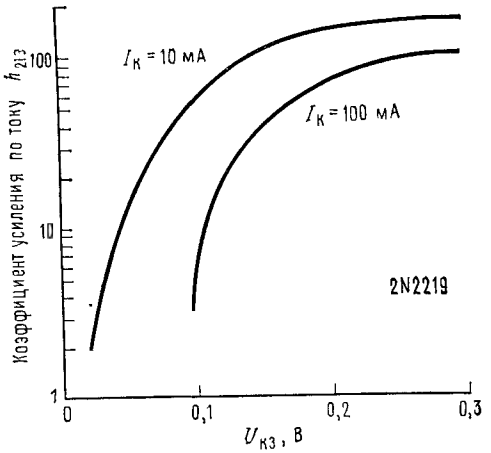



Рис. Ж.2

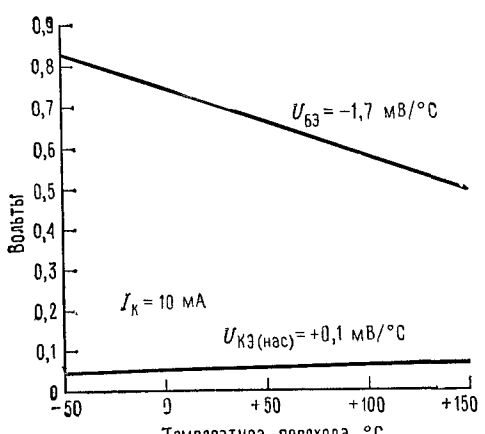



Рис. Ж.3.

нагрузка «потребует», чтобы коллекторный ток был значительно больше, то транзистор выйдет из насыщения и рассеиваемая мощность станет значительно больше. Результаты измерений, представленные на рис. Ж. 4, показывают, что трудно точно установить, когда транзистор насыщен; можно использовать, например, такой критерий: $I_К = 10\ I_Б$[1].

[1] Формально транзистор насыщен, если $I_К < h_{21э} I_Б$, но при малых $U_{КЭ}$ падает $h_{21э}$, и выполнение этого условия становится трудно определяемым.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



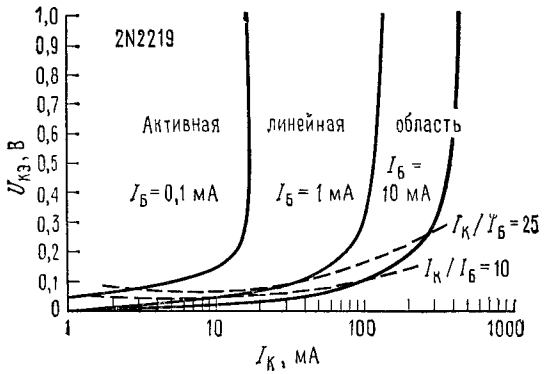



Рис. Ж.4.

# ПРИЛОЖЕНИЕ З

## *LC*-ФИЛЬТРЫ БАТТЕРВОРТА

Активные фильтры, как мы установили в гл. 4, очень удобно использовать на низких частотах, но на радиочастотах они неприменимы из-за условий, которые они предъявляют к ОУ в отношении скорости нарастания и ширины полосы пропускания. На частотах порядка 100 кГц и выше (а часто и на более низких частотах) лучше всего использовать фильтры, состоящие из индуктивностей и конденсаторов. Конечно, на СВЧ и микроволновых частотах вместо этих «ламповых» фильтров используют полосковые линии и резонаторы.

Для *LC*-фильтров, так же как и для активных фильтров, существуют различные методы анализа, различные характеристики. Например, можно использовать классические фильтры Баттерворта, Чебышева, Бесселя в качестве фильтров низких частот, высоких частот, полосовых и заграждающих фильтров. Оказывается, что проще всего разработать фильтр Баттерворта и на одной-двух страницах можно изложить всю информацию, необходимую для разработки НЧ- и ВЧ- *LC*-фильтров Баттерворта и даже привести примеры. Для получения более полной информации мы рекомендуем прекрасное руководство Зверева, указанное в библиографии. В табл. 3.1 приведены значения нормализованных индуктивностей и емкостей для фильтров НЧ различного порядка. С помощью этой таблицы определяют действительные значения емкостей и индуктивностей по формулам для соответствующих фильтров.

Формулы для фильтров НЧ:

$$L_n\,(\text{действ.}) = R_н L_n\,(\text{табл.})/\omega,\quad C_n\,(\text{действ.}) = C_n\,(\text{табл.})/\omega R_н,$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки, $\omega$ — угловая частота.

В табл. 3.1 приведены нормализованные значения для 2—8-полюсных фильтров НЧ для двух наиболее общих случаев, а именно: (а) сопротивления источника и нагрузки равны; (б) одно из сопротивлений, источника или нагрузки, значительно больше другого. Прежде чем прибегать к помощи таблицы, решите, используя характеристику Баттерворта (графики приведены в разд. 4.05 и 4.07), сколько полюсов вам нужно иметь. Затем, используя приведенные выше уравнения, определите конфигурацию фильтра (Т- или П-образная, см. рис. З.1) и величины компонентов. Для одинаковых сопротивлений источника и нагрузки подходит любая конфигурация: П-образные фильтры предпочтительнее, так как для них требуется меньшее количество индуктивностей. Если сопротивление нагрузки значительно выше (ниже), чем сопротивление источника, то следует использовать Т-образный (П-образный) фильтр.

*Таблица 3.1*

**Низкочастотные фильтры Баттерворта[a] ($R_и = 1$ Ом)**

| П / Т | $R_и$ / $1/R_и$ | $C_1$ / $L_1$ | $L_2$ / $C_2$ | $C_3$ / $L_3$ | $L_4$ / $C_4$ | $C_5$ / $L_5$ | $L_6$ / $C_6$ | $C_7$ / $L_7$ | $L_8$ / $C_8$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $n=2$ | 1 | 1,4142 | 1,4142 | | | | | | |
| | ∞ | 1,4142 | 0,7071 | | | | | | |
| $n=3$ | 1 | 1,0 | 2,0 | 1,0 | | | | | |
| | ∞ | 1,5 | 1,3333 | 0,5 | | | | | |
| $n=4$ | 1 | 0,7654 | 1,8478 | 1,8478 | 0,7654 | | | | |
| | ∞ | 1,5307 | 1,5772 | 1,0824 | 0,3827 | | | | |
| $n=5$ | 1 | 0,6180 | 1,6180 | 2,0 | 1,6180 | 0,6180 | | | |
| | ∞ | 0,5451 | 1,6944 | 1,3820 | 0,8944 | 0,3090 | | | |
| $n=6$ | 1 | 0,5176 | 1,4142 | 1,9319 | 1,9319 | 1,4142 | 0,5176 | | |
| | ∞ | 1,5529 | 1,7593 | 1,5529 | 1,2016 | 0,7579 | 0,2588 | | |
| $n=7$ | 1 | 0,4450 | 1,2470 | 1,8019 | 2,0 | 1,8019 | 1,2470 | 0,4450 | |
| | ∞ | 1,5576 | 1,7988 | 1,6588 | 1,3972 | 1,0550 | 0,6560 | 0,2225 | |
| $n=8$ | 1 | 0,3902 | 1,1111 | 1,6629 | 1,9616 | 1,9616 | 1,6629 | 1,1111 | 0,3902 |
| | ∞ | 1,5607 | 1,8246 | 1,7287 | 1,5283 | 1,2588 | 0,9371 | 0,5776 | 0,1951 |

[a] Величины $L_н$, $C_и$ соответствуют нагрузке 1 Ом и частоте среза (—3 дБ) 1 рад/с. Правила преобразования см. в тексте

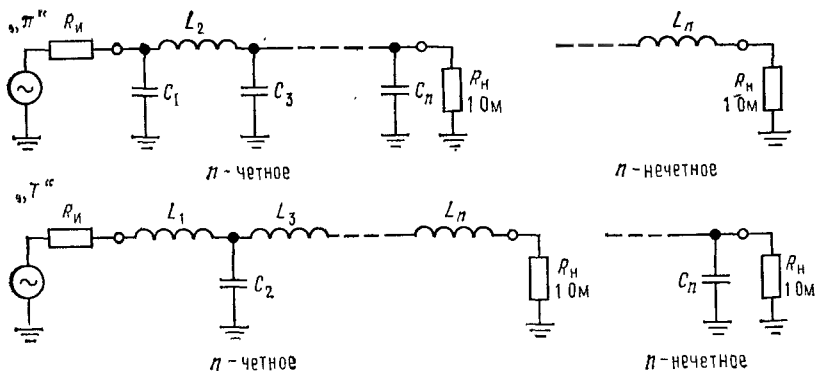



Рис. 3.1.

При разработке фильтра высоких частот воспользуйтесь описанной процедурой для того, чтобы выбрать конфигурацию фильтра и определить необходимое число полюсов. Затем проделайте универсальное преобразование фильтра НЧ в фильтр ВЧ, показанное на рис. 3.2. Оно заключается в простой замене индуктивностей конденса-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



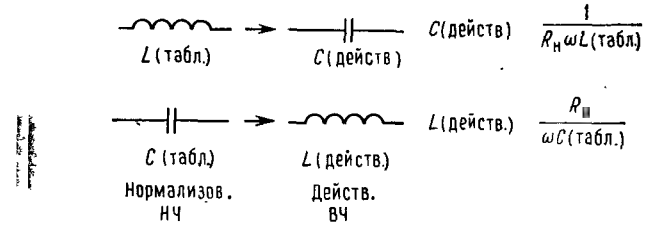



Рис. 3.2.

орами и наоборот. Действительные величины компонентов определяются по табл. .1 с помощью формул:
ормулы для ВЧ:

$$L_n(\text{действ.}) = R_н/\omega C_n\,(\text{табл.}),\quad C_n(\text{действ.}) = 1/R_и \omega L_n\,(\text{табл.}).$$

Приведенные ниже примеры показывают, как использовать табличные значения при разработке фильтров НЧ и ВЧ.

**Пример I.** Требуется разработать 5-полюсный фильтр НЧ при условии, что опротивления нагрузки и источника равны 75 Ом, а частота среза (—3 дБ) составляет 1 МГц.

Для уменьшения числа индуктивностей выберем П-образный фильтр. С помощью ормул преобразования получим:

$$C_1 = C_5 = 0{,}618/2\pi \cdot 10^6 \cdot 75 = 1310\ \text{пФ},\quad L_2 = L_4 = 75 \cdot 1{,}618/2\pi \cdot 10^6 = 19{,}3\ \text{мкГ},$$
$$C_3 = 2/2\pi \cdot 10^6 \cdot 75 = 4240\ \text{пФ}.$$

Полная схема фильтра показана на рис. 3.3. Отметим, что все фильтры с одинаковыми сопротивлениями источника и нагрузки имеют симметричную конфигурацию.

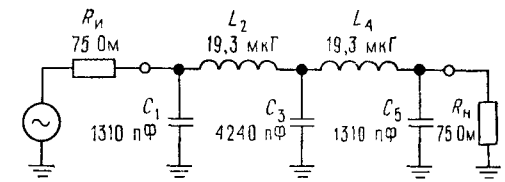



Рис. 3.3.

**Пример II.** Требуется разработать 3-полюсный фильтр НЧ при условии, что импеданс источника равен 50 Ом, сопротивление нагрузки равно 10 кОм, а частота среза составляет 100 кГц.

В связи с тем, что $R_и \ll R_и$, выберем $T$-образную конфигурацию. Воспользуемся формулами преобразования, учитывая, что $R_н = 10$ кОм:

$$L_1 = 10^4 \cdot 1{,}5/2\pi \cdot 10^5 = 23{,}9\ \text{мГ},\quad C_2 = 1{,}3333/2\pi \cdot 10^5 \cdot 10^4 = 212\ \text{пФ},$$
$$L_3 = 10^4 \cdot 0{,}5/2\pi \cdot 10^5 = 7{,}96\ \text{мГ}.$$

Полная схема фильтра показана на рис. 3.4.

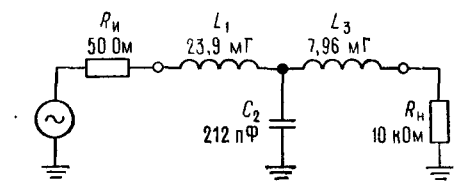



Рис. 3.4.

**Пример III.** Требуется разработать 4-полюсный фильтр НЧ при условии, что сопротивление источника (напряжения) равно нулю, сопротивление нагрузки равно 75 Ом, а частота среза составляет 10 МГц.

Как и в предыдущем примере, выберем Т-образную конфигурацию, так как $R_и \ll R_н$. Воспользуемся формулами преобразования:

$$L_1 = 75 \cdot 1{,}5307/2\pi \cdot 10^7 = 1{,}83 \text{ мкГ}, \quad C_2 = 1{,}5772/2\pi \cdot 10^7 \cdot 75 = 335 \text{ пФ},$$
$$L_3 = 75 \cdot 1{,}0824/2\pi \cdot 10^7 = 1{,}29 \text{ мкГ}, \quad C_4 = 0{,}3827/2\pi \cdot 10^7 \cdot 75 = 81{,}2 \text{ пФ}.$$

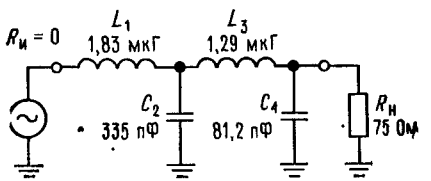



Рис. 3.5.

**Пример IV.** Требуется разработать 2-полюсный фильтр НЧ при условии, что в качестве источника используется источник тока, сопротивление нагрузки равно 1 кОм, а частота среза составляет 10 кГц.

Выберем П-образную конфигурацию, так как $R_и \ll R_и$. Воспользуемся формулами преобразования:

$$C_1 = 1{,}4142/2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^3 = 0{,}0225 \text{ мкФ}, \quad L_2 = 10^3 \cdot 0{,}7071/2\pi \cdot 10^4 = 11{,}3 \text{ мГ}.$$

Полная схема фильтра показана на рис. 3. 6.

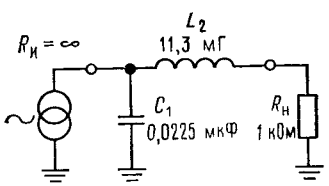



Рис. 3.6.

**Пример V.** Требуется разработать 3-полюсный фильтр ВЧ при условии, что сопротивление источника и нагрузки равно 52 Ом, а частота среза составляет 6 МГц.

Возьмем Т-образный фильтр и заменим индуктивности на конденсаторы и наоборот:

$$C_1 = C_3 = 1/52 \cdot 2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 1{,}0 = 510 \text{ пФ}, \quad L_2 = 52/2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 2{,}0 = 0{,}690 \text{ мкГ}.$$

Полная схема фильтра показана на рис. 3.7.

Хотелось бы подчеркнуть, что разработка пассивных фильтров представляет собой обширный предмет, включающий в себя множество разнообразных вопросов, и он, конечно, не исчерпывается простой таблицей фильтров Баттерворта.

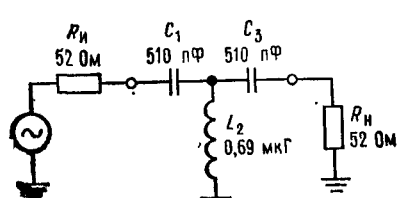



Рис. 3.7.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



# ПРИЛОЖЕНИЕ И

## ЖУРНАЛЫ И ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ИЗДАНИЯ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ [1]

В этом приложении в нескольких разделах мы представляем журналы по электронике, о которых должен знать разработчик. Звездочкой отмечены те журналы, которые, по нашему мнению, являются основными в соответствующих разделах электроники. Все журналы, предназначенные для широкого круга читателей, снабжены приложениями, рекламирующими характеристики и достоинства новых ИМС, приборов и т. п., они служат хорошим источником информации о новых изделиях фирм, они не скучны и не однообразны, что присуще приложениям к обычным газетам и журналам. В конце журнала всегда помещается «информационная карточка читателя», на которой зарубежный специалист может отметить номера тех объявлений, которые его заинтересовали. Более подробную информацию он получит по почте через несколько недель. Эта система зарекомендовала себя очень хорошо.

### Журналы для профессионалов, общие вопросы

**Electronics [2]
*EDN
*Electronic Design
Electronic Products

Хотя бы один из этих четырех журналов нужно обязательно читать для того, чтобы быть в курсе появления новых компонентов и новых подходов к разработке электронных схем. Рекламная информация имеет не меньшее значение, чем статьи. Журнал Electronics распространяется только по подписке, другие журналы иногда предоставляются специалистам бесплатно, а в остальных случаях — по подписке (один из авторов этой книги в течение целого года тщетно пытался добиться права на бесплатное получение журнала Electronic Design).

Electronic Business. Еженедельная деловая газета по электронике (своего рода «Электронная неделя»).

*Electronic News. Самая хорошая газета по электронной промышленности.

Spectrum (IEEE) [3]. Журнал по электронике для широкого круга читателей, издается Институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. Содержит хорошие обзорные статьи по широкому кругу вопросов.

### Журналы для профессионалов, связь

CATJ. Основное внимание уделяется кабелям и сателлитным телевизионным системам.

*Microwave Journal. Основное внимание уделяется компонентам для СВЧ. Содержит хорошие технические статьи.

Microwave Systems News. Подобен журналу Microwave Journal.

Microwaves. Подобен журналу Microwave Journal.

Telecommunications. Основное внимание уделяется системам связи.

---

[1] Авторы делят журналы на «Trade journals» (для профессионалов), «Hobby magazines» (для любителей) и «Professional journals» (специальные для научных работников).— *Прим. ред.*

[2] Журнал «Электроника» выходит в русском переводе в издательстве «Мир».— *Прим. перев.*

[3] IEEE — Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике.— *Прим. перев.*

### Журналы для профессионалов, вычислительная техника

Computer (IEEE). Можно было бы назвать его «Вычислительная техника и жизнь».
*Computer Design. Журнал посвящается вопросам аппаратного и программного обеспечения цифровой техники для больших вычислительных систем.
Datamation. Ориентация на большие вычислительные системы.
Mini-Micro Systems. Специализированный журнал по микропроцессорам и минимашинам.

### Журналы для профессионалов, приборы

Actuator Systems. Основное внимание уделяется гидравлическим, пневматическим, электрическим и механическим приводам.
*Industrial Research and Development. Ежемесячный журнал по общетехническим вопросам.
*Instrument and Apparatus News. Газета по приборам общего назначения и сенсорным приборам.
Measurement and Control News. Включает в себя биомедицинские и химические приборы.

### Журналы для профессионалов, производство

Circuits Manufacturing. Предназначен для тех, кто занят производством электронных систем и компонентов.
Electronics Test. Основное внимание уделяется испытательному оборудованию.
Insulation Circuits Основное внимание уделяется печатным платам и межсоединениям.

### Журналы для профессионалов, оптика

Electro-optical Systems Design (EOSD). Рассматриваются вопросы оптической техники.
Laser Focus. Рассматриваются вопросы оптической технологии.
Optical Spectra. Рассматриваются вопросы оптической технологии.

### Журналы для любителей, звуковая аппаратура

Audio. Некоторые технические статьи.
The Audio Amateur. Адресован экспериментаторам и создателям электронных схем.

### Журналы для любителей, связь

CQ. Адресован радиолюбителям и тем, кто вообще интересуется электроникой.
*Ham Radio. Наиболее строгий технический журнал из всех изданий, предназначенных для любителей.
*QST. Охватывает широкий круг вопросов, публикуется Американской лигой радиолюбителей.
«73». Адресован радиолюбителям и тем, кто вообще интересуется электроникой.

### Журналы для любителей, вычислительная техника

*Byte. Первый массовый журнал по вычислительной технике. Содержит хорошие рекомендации по широкому кругу вопросов, касающихся применения вычислительных машин.
Creative Computing Основное внимание уделяется использованию ЭВМ в процессе обучения; журнал «развлекательного» характера — в нем описываются игры и т. п.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Dr. Dobbs Journal. Адресован программистам. Основное внимание уделяется программным системам и разработке программ.
*Interface Age. Содержит хорошие обзоры нового периферийного оборудования и программного обеспечения.
*Kilobaud Microcomputing (раньше назывался Kilobaud). Ориентирован на самые миниатюрные микропроцессорные системы (например, TRS-80). Включает статьи по аппаратной части и по программированию на ассемблере.
Personal Computing. Ориентирован на изучение основ вычислительной техники. Рекламирует BASIC.

### Журналы для любителей, общие вопросы

Popular Electronics. Массовый журнал для любителей.
Radio Electronics. Массовый журнал для любителей.
Wireless World. Популярный английский журнал по электронике для специалистов и любителей.

### Специальные журналы

*Journal of the Audio Engineering Society. Журнал по вопросам радио и электроакустики.
*Journal of Solid State Circuits (IEEE). Рассматриваются вопросы разработки схем и новые ИС.
*Nuclear Instruments and Methods. Рассматриваются научные приборы, основное внимание уделяется элементарным частицам, рентгеновскому излучению, гамма-излучению и ядерной физике.
**Proceedings of the IEEE [1]. Содержит хорошие обзорные и другие технические статьи для инженеров.
*Review of Scientific Instruments [2]. Рассматриваются научные приборы.
Studio Sound. Специальный английский журнал по вопросам радио.

Кроме того, многочисленные «Труды» (по направлениям) публикует Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE Transaction): Acoustics, Speech and Signal Processing; Audio; Biomedical Engineering; Broadcasting; Circuit Theory; Circuits and Systems; Communications; Computers; Electron Devices; Instrumentation and Measurement; Microwave Theory and Techniques.

## ПРИЛОЖЕНИЕ К

### ТИПЫ ИМС

Рассмотрим такой пример: необходимо заменить ИМС или по крайней мере узнать о ней какие-либо данные. Схема имеет следующую маркировку:

DM80C5N
7410 NS

и располагается в 16-контактном корпусе с двухрядным расположением выводов (DIP). Что же из этого следует? Номер 7410 кажется вам знакомым, и вы заказываете несколько микросхем типа 7410. Через неделю вы получаете заказ, но оказывается, что ИМС расположены в 14-контактных корпусах с двухрядным расположением выводов!

---

[1] Журнал «Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике» («ТИИЭР») выходит в русском переводе в изд-ве «Мир».— *Прим. перев.*

[2] Журнал «Приборы для научных исследований» выходит в русском переводе в изд-ве «Мир».— *Прим. перев.*

Для того, чтобы не попадать в такие глупые ситуации, нужно иметь перечень номеров ИМС, суффиксов и приставок, используемых в их маркировке. В этом приложении мы попытались навести порядок в этом вопросе. Мы не претендуем на полноту и точность, тем более что список пополняется каждый день. Кстати, та загадочная ИМС, которую мы так неудачно опознали, представляет собой ИМС типа 8095 фирмы National Semiconductor, она выполняет функции ТТЛ-буферного усилителя и была изготовлена на 10-й неделе 1974 г.

## Названия фирм в маркировке ИМС

Различные фирмы-изготовители используют, как правило, определенные приставки перед номером серии ИС, даже если они изготавливают ИС одного типа. В нашем примере приставка DM означает, что это цифровая однокристальная ИМС фирмы National Semiconductor (на фирму указывают также буквы NS). Далее приводится список употребляемых сейчас приставок.

| Приставка (приставки) | Фирма-изготовитель |
|---|---|
| **AD** | Analog Devices |
| **Am** | Advanced Micro Devices (AMD) |
| **AY, GIG, GP** | General Instrument (GI) |
| **C, I** | Intel |
| **CA, CD, CDP** | RCA |
| **CA, TDC, MPY** | TRW |
| **CMP, DAC, MAT, OP, PM, REF, SSS** | Precision Monolithics |
| **DM, LF, LFT, LH, LM, NH** | National Semiconductor (NSC) |
| **F, μA, μL, U*nx*** | Fairchild (FSC) |
| **FSS, ZLD** | Ferranti |
| **GEL** | GE |
| **HA** | Harris |
| **HEP, MC, MCC, MCM, MFC, MM, MWM** | Motorola |
| **ICH, ICL, ICM, IM** | Intersil |
| **ITT, MIC** | ITT |
| **L, LD** | Siliconix |
| **MB** | Fujitsu |
| **MCS** | MOS Technology |
| **MIL** | Microsystems International |
| **MK** | Mostek |
| **MM** | Teledyne—Amelco, Monolithic Memories, Motorola |
| **MN, SL, SP** | Plessey |
| **N, NE, S, SE, SP** | Signetics |
| **PD** | Philco—Ford (старое обозн.) |
| **R, RAY, RC, RM** | Raytheon |
| **SFC** | ESMF |
| **SG** | Silicon General |
| **SN, TMS** | Texas Instruments (TI) |
| **SW** | Stewart Warner |
| **TAA, TBA** | AEG, Amperex, SGS, Siemens, Telefunken |
| **TVR** | Transitron |
| **UC** | Union Carbide, Solitron |
| **ULN, ULS** | Sprague |
| **μPB, μPD** | NEC |
| **WC, WM** | Westinghouse |
| **5082-*nnnn*** | Hewlett—Packard (HP) |



## Серийные номера линейных ИМС

Серийный номер строится по следующему принципу: *n* означает цифру, *x*—букву. В скобках указывается необязательная цифра или буква.

| | |
|---|---|
| AD5*nn* | Analog Devices |
| CA3*nnn* | RCA |
| CMP*nn*, MAT*nn*, OP*nn*, PM*nnn*, REF*nn* | Precision Monolithics |
| HA2*nnn*, HA4*nnn*, HA5*nnn* | Harris |
| LM1*nnn*, LM2*nn*, LM3*nn*, LF1*nnn*, LF2*nnn*, LF3*nnn* | National Semiconductor |
| MC1*nnn* | Motorola |
| NE5*nn*, NE5*nnn*, SE5*nn*, SE5*nnn* | Signetics |
| RC4*nnn* | Raytheon |
| TLO*nn* | Texas Instruments |
| μA7*nn* | Fairchild |
| 1*nnn* | Teledyne—Philbrick |
| 3*nnn* | Burr—Brown |
| 8*nn* | Teledyne—Amelco |
| 9*nnn* | Optical Electronics (OEI) |

## Серийные номера цифровых ИМС

В области цифровых ИС царит хаос, который усугубляется появлением все новых и новых элементов и микропроцессоров (МП).

| | |
|---|---|
| 10*nnn* | ЭСЛ |
| 14*nnn* (*n*) | КМОП фирмы Motorola |
| 18*nn* | МП фирмы RCA |
| 2*nnn* | память |
| 25*nn*(*n*), 25LS*nn* (*n*) | ТТЛ фирмы AMD |
| 26*nn* | МП фирмы Signetics |
| 29*nn* | МП фирмы AMD |
| 3*nn* | логическая ИС фирмы Signetics |
| 3*nn* | логическая ИС фирмы Teledyne HNIL |
| 34*nnn* | КМОП фирмы Motorola (старое обозначение) |
| 38*nn* | МП фирмы Fairchild |
| 4*nnn* | ТТЛ фирмы Motorola (старое обозначение) |
| 4*nnn* (*n*) | КМОП |
| 54— — — | военный вариант 74 |
| 65*nn* | МП фирмы MOS Technology |
| 68*nn* (*n*) | МП фирмы Motorola |
| 7*nn* | РТЛ фирмы Motorola |
| 7*nnn*, 7L*nnn*, 7LS*nnn* | ТТЛ фирмы National |
| 74*nn* (*n*) | ТТЛ |
| 74ALS*nn* (*n*) | «улучшенные» маломощные ТТЛ с диодами Шоттки |
| 74AS*nn* (*n*) | «улучшенные» ТТЛ с диодами Шоттки |
| 74F*nn* (*n*) | «быстрая ТТЛ» (быстродействующая ТТЛ на основе улучшенной технологии Шоттки фирмы Fairchild) |
| 74H*nn* (*n*) | «Высокоскоростная ТТЛ» |
| 74L*nn* (*n*) | маломощная ТТЛ |
| 74LS*nn* (*n*) | маломощная ТТЛ с диодами Шоттки |
| 75S*nn* (*n*) | ТТЛ Шоттки |
| 75*nn* | интерфейсная ИС |
| 8*nn* | РТЛ фирмы Motorola |
| 8*nn* | ДТЛ |
| 8*nnn*, 8L*nnn*, 8LS*nnn* | ТТЛ фирмы National |
| 8*nnn* | МП фирмы Intel |
| 8*nnn* | ТТЛ фирмы Signetics |
| 8T*nn* | интерфейсная ИС фирмы Signetics |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

| | |
|---|---|
| 9*nn* | ДТЛ |
| 9*nnn* | ТТЛ военного назначения фирмы Signetics |
| 9*nnn*, 9*n*L*nn*, 9*n*LS*nn* | ТТЛ фирмы Fairchild |
| 95*nn* | МП фирмы AMD |

### Суффиксы

Суффикс указывает на тип корпуса и температурный интервал. Существуют 3 стандартных интервала температур: военный (от —55 до +125°С), промышленный (от —25 до +85°С ) и коммерческий (от 0 до 70°С). Последний интервал подходит для систем, которые используются в помещениях с нормальными условиями эксплуатации. По собственной прихоти каждая фирма-изготовитель устанавливает для себя собственные суффиксы и часто их изменяет. Мы не стремились привести здесь все суффиксы, так как это едва ли поможет при идентификации ИС. (Однако, прежде чем заказывать ИС, следует найти и указать правильный суффикс.)

**Указание даты в маркировке.** На большинстве ИС и транзисторов и на многих других электронных компонентах проставляется четырехзначная дата изготовления: первые две цифры указывают год, а последние две — неделю года. В приведенном выше примере число 7410 означает, что ИС была изготовлена во вторую неделю марта месяца 1974 г. Иногда эти цифры полезны, так как позволяют определить возраст компонентов имеющих ограниченный срок службы (к числу таких компонентов относятся, например, электролитические конденсаторы); к сожалению, компоненты с наиболее коротким сроком службы (батареи) специально маркируют так, что нельзя определить дату изготовления. Если вам попадется партия ИС с необычно высоким уровнем отказов (в большинстве случаев на предприятии проверяется только некоторая выборка из партии; как правило, 1% поступающих в продажу ИС не отвечает паспортным данным), то лучше не заменять их схемами с такой же датой изготовления. Дата, указанная в маркировке, позволяет также определять дату изготовления коммерческого оборудования. Так как ИС не «черствеют» подобно хлебу, нет смысла отказываться от ИС со старой датой изготовления.

Замечание: как показал рассмотренный в начале этого приложения пример, 1974 г. оказался неудачным для производства ИС, так как ИС с датой изготовления 7400 стали очень походить по маркировке на ТТЛ-серию 7400. В течение нескольких последующих лет даже поставщики путали эти ИС!

## ПРИЛОЖЕНИЕ Л

### ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАСПОРТА НА ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

В этом приложении мы привели шесть паспортов на элементы в том виде, в каком их предоставляет фирма-изготовитель. Мы выбрали подходящие для примера или широко распространенные элементы особое внимание при отборе было обращено на то, чтобы паспорта были четкими и понятными.

На последующих страницах помещены паспорта на следующие элементы.

1N914 Универсальный сигнальный диод (приводится по 3-му изданию книги GE Semiconductor Handbook). (С разрешения отдела полупроводниковых элементов фирмы General Electric.)

2N4400—4401 Популярный сигнальный транзистор (по изданию Motorola Semiconductor Library, 1, 1974). (С разрешения фирмы Motorola Semiconductor Products Inc.)

LM194-394 Согласованная транзисторная пара со сверхвысоким коэффициентом $h_{21э}$ (по изданию National Semiconductor Linear Data Book, 1978). (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.)

LF355-357 Популярная серия ОУ на полевых транзисторах с *pn*-переходом (печатается по изданию National Semiconductor Linear Data Book, 1978). (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.)

LM317 Регулируемый 3-выводной стабилизатор положительного напряжения (печатается по изданию National Semiconductor Linear Data Book, 1978). (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.)

96LS02 Высококачественный сдвоенный ждущий мультивибратор на основе ТТЛ. (С разрешения фирмы Fairchild Camera and Instrument Corp.)

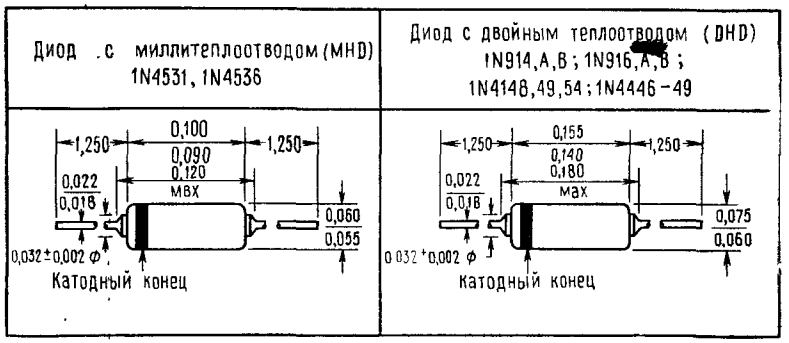
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Кремниевые диоды** 1N914,A,B 1N916,A,B 1N4148,49 1N4154 1N4446—49 1N4531 1N4536

Это семейство кремниевых сигнальных диодов фирмы General Electric объединяет быстродействующие переключательные диоды для схем ЭВМ и схем общего назначения. В этих диодах используется окисная пассивированная планарная структура. Эта структура обеспечивает сочетание высокой проводимости в прямом направлении, короткого времени восстановления, малой утечки и малой емкости с постоянством характеристик и повышенной надежностью. Диоды выпускают в корпусах двух типов, в миниатюрном корпусе с двойным теплоотводом и в обычном корпусе с миллитеплоотводом.

Их электрические характеристики эквивалентны в каждом из двух различных типов корпусов (см. следующую страницу, где сгруппированы электрически эквивалентные типы для двух видов корпусов).




Планарная эпитаксиальная пассивированная структура с управляемой проводимостью в процессе изготовления. Примечание: все размеры даны в дюймах (1 дюйм равен 25,4 мм.— *Прим. ред.*); рассеиваемая мощность 500 мВт при 25°С; ухудшение параметра: 2,85 мВт/°С для температуры выше 25°С и до максимальной $T_п$= 200°С.

| Параметры | 1N914<br>1N914A<br>1N914B | 1N4148<br>1N4446<br>1N4448<br>1N4531 | 1N916<br>1N916A<br>1N916B | 1N4148<br>1N4447<br>1N4449 | 1N4536<br>1N4154 |
|---|---|---|---|---|---|
| Максимальное время обратного восстановления 2 нс | | | | | ● |
| Максимальное время обратного восстановления 4 нс | ● | ● | ● | ● | |
| Максимальная емкость 2 пФ | | | ● | ● | |
| Максимальная емкость 4 пФ | ● | ● | | | ● |
| Мощность рассеяния до 500 мВт | | ● | | ● | ● |
| Мощность рассеяния до 250 мВт | | | | | |
| Соответствие всем военно-техническим условиям MIL-S-19500C | ● | ● | ● | ● | ● |

Рис. 1.

| Расстояние между теплоотводом и корпусом диода, мм | Тепловое сопротивление в статическом режиме, °С/мВт (прим. 1) | | Мощность рассеяния при 25°С, мВт (прим. 2) | |
|---|---|---|---|---|
| | Милли-теплоотвод | Двойной теплоотвод | Милли-теплоотвод | Двойной теплоотвод |
| 1,575 | 0,230 | 0,250 | 760 | 700 |
| 6,35 | 0,319 | 0,319 | 550 | 550 |
| 12,7 | 0,438 | 0,438 | 400 | 400 |

Примечание 1: см. рис. 7 для теплового сопротивления для коротких импульсов.
Примечание 2: эта номинальная мощность обусловлена максимальной температурой перехода 200°С.

**Электрические характеристики** (25°С) (если не указано иное)

| Тип | Максимальное напряжение пробоя при 100 мА | Прямое напряжение | | Максимальный обратный ток $I_{обр}$ | | | $C_0^{(1)}$ | $t_{обр.\,вост.}^{(2)}$ | $U_{пр}^{(3)}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $I_{пр}$ | $U_{обр}$ | 20 В | | 75 В | | | |
| | | | | 25°С | 150°С | 25°С | | | |
| | В | мА | В | нА | мкА | мкА | пФ | ис | В |
| 1N914<br>1N4148<br>1N4531 | 100 | 10 | 1,0 | 25 | 50 | 5 | 4 | 4 | |
| 1N914A<br>1N4446 | 100 | 20 | 1,0 | 25 | 50 | 5 | 4 | 4 | |
| 1N914B<br>1N4448 | 100 | 5<br>100 | 0,62—0,72<br>1,0 | 25(4) | 50 | 5 | 4 | 4 | 2,5 |
| 1N916<br>1N4149 | 100 | 10 | 1,0 | 25 | 50 | 5 | 2 | 4 | |
| 1N916A<br>1N4447 | 100 | 20 | 1,0 | 25 | 50 | 5 | 2 | 4 | |
| 1N916B<br>1N4449 | 100 | 5<br>30 | 0,63—0,73<br>1,0 | 25 | 50 | 5 | 2 | 4 | 2,5 |
| 1N4154<br>1N4536 | 35 при 5 мкА | 30 | 1,0 | 100 при 25 В | 100 при 25 В | | 4 | 2 | |

Примечания: (1) максимальная емкость измеряется с помощью емкостного моста Boonton, model 75A, при уровне сигнала 50 мВ и $U_{обр}=0$; (2) максимальное время обратного восстановления, $I_{пр}=10$ мА, $U_{обр}=-6$ В, $R_и=100$ Ом, восстановление до 1,0 мА (рис. 6); (3) максимальное прямое напряжение восстановления, —50 мА прямоугольный импульс, ширина импульса 0,1 мкс, скорость повторения от 5 до 100 кГц, время нарастания генератора $t_н \leqslant 30$ ис; (4) при 20 В и 100°С также 3 мкА.



*Максимально допустимые параметры* (25°С) (если не указано иное)

| | 1N914A, B<br>1N916A, B<br>1N4148-49<br>1N4446-49 | 1N4154<br>1N4536 | |
|---|---|---|---|
| Обратное напряжение | 75 | 25 | В |
| Средний выпрямленный ток | 150 | 150 | мА |
| Импульсный прямой ток | 450 | 450 | мА |
| Постоянный прямой ток | 200 | 200 | мА |
| Прямой импульс тока (длительность 1 мкс) | 2000 | 2000 | мА |
| Мощность рассеивания | 500 | 500 | мВт |
| Рабочая температура | От 65 до +200 | | °С |
| Температура хранения | От 65 до +200 | | °С |

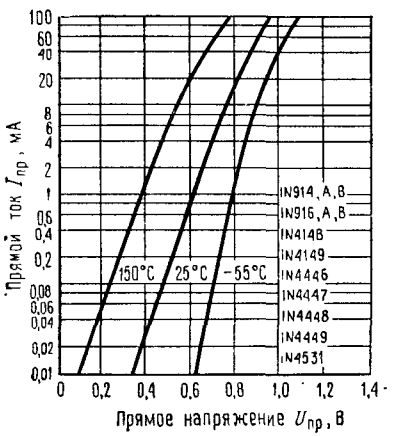



Рис. 2. Типовое прямое напряжение измеряется через 25±3 мкс после включения тока.

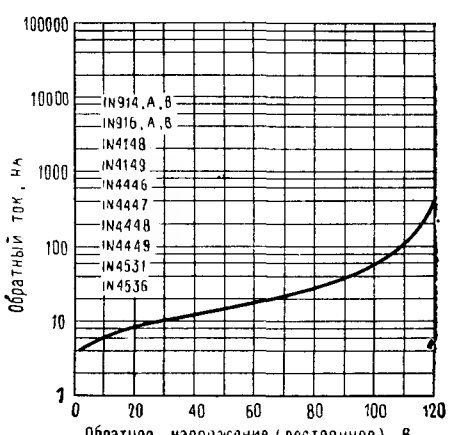



Рис. 3. Типовая характеристика обратного тока (25°С).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

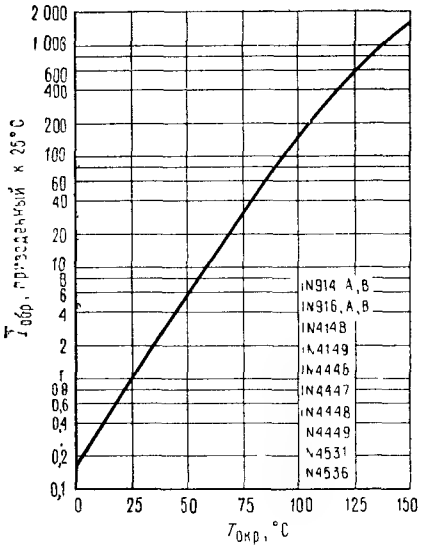



Рис. 4. Типовая зависимость обратного тока от температуры для всех типов

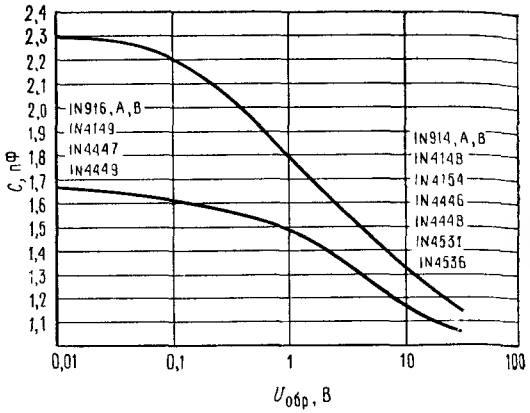



Рис. 5. Типовая зависимость емкости от обратного напряжения.

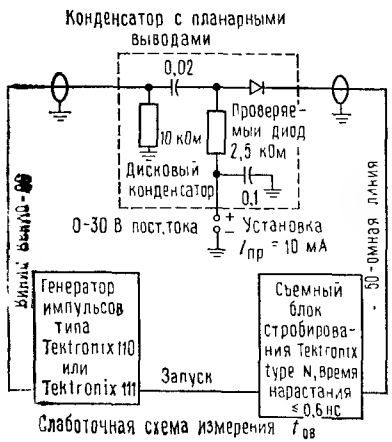



Рис 6.

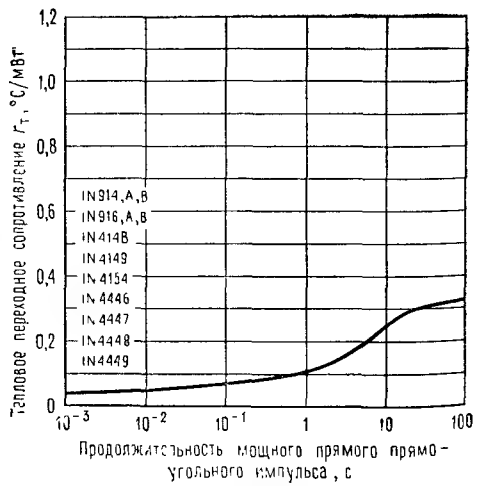



Рис. 7. Максимальное тепловое сопротивление перехода (теплоотвод расположен на расстоянии 6,35 мм от конца корпуса диода).



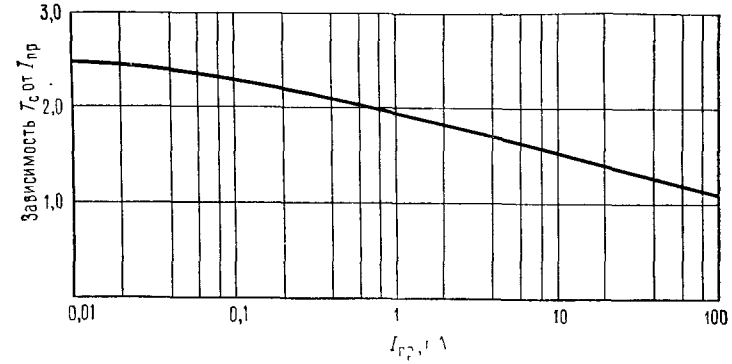



Рис. 8. Типовой температурный коэффициент для всех типов.

## Оценка времени обратного восстановления при различных условиях возбуждения

Было показано[1], что время обратного восстановления кремниевого сигнального диода определяется некоторой величиной, называемой эффективным временем жизни τ и отношением прямого и обратного тока. Выражения для определения отрезков времени $t_a$ и $t_б$ (показанных на рис. на стр. 430) не очень удобны для получения численных значений, зато во многих случаях достаточно иметь величину времени запаздывания. На рис. 10 показан графический метод решения уравнений для времени запаздывания, его лучше всего иллюстрирует следующий пример.

Требуется определить время восстановления для обратного тока 2 мА при условии, что прямой ток равен 25 мА, а максимальный обратный ток равен 20 мА.

Решение: на рис. 10 по вертикальной оси слева отметим точку $I_{обр.\,1}/I_{обр.\,2}=20/25=0{,}8$ и проведем горизонтальную линию до пересечения с графиком зависимости

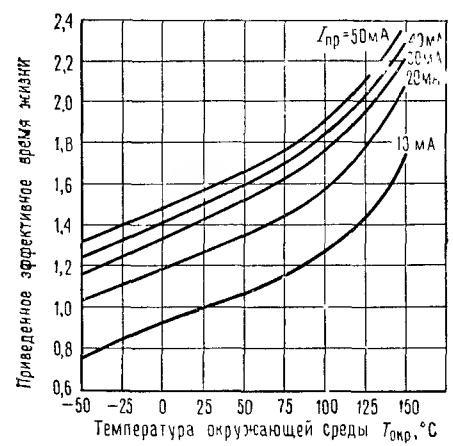



Рис. 9. Типичная зависимость изменения эффективного времени жизни τ от прямого тока и температуры окружающей среды (для всех типов диодов).

[1] Ko W. H. «The Reverse Transient Behavior of Semiconductor Junction Diodes» IRE Transitions, ED-8 march 1961, 123—131.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

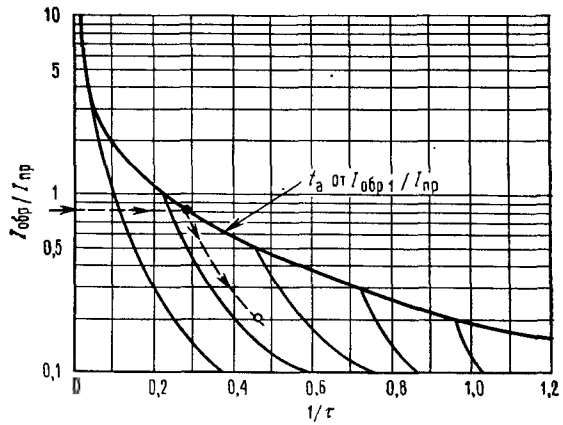
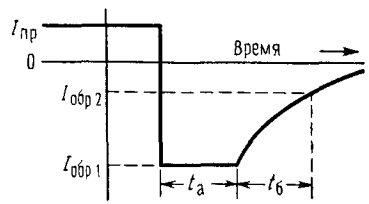



**Рис. 10. Кривая** для определения времени обратного восстановления **при различных условиях возбуждения** (для всех типов диодов)




$t_a$ от $I_{обр.1}/I_{пр}$ (пунктирная линия). Масштаб горизонтальной оси определяется отношением $t/\tau$, отсюда следует, что $t_a=0{,}28\ \tau$. Для того чтобы оценить величину $t_б$, следует провести вниз линию, параллельную основному контуру графика до пересечения с горизонтальной линией $I_{обр.2}/I_{пр}=5/25=0{,}2$. Итак, полное время переключения составляет 0,46 τ. Время задержки $t_б$ равно 0,46 τ—0,28 τ=0,18 τ. Значение, приведенное в паспортных данных, следует скорректировать в соответствии с уровнем тока. На рис. 9 показано типичное изменение эффективного времени жизни при изменении прямого тока. Уровень тока в примере составляет 25 мА, максимальное эффективное время жизни приблизительно равно (6,8)× (1, 35), или 9,2 нс, следовательно,

$$t_a \approx 9{,}2 \cdot 0{,}28 \approx 2{,}6 \text{ нс (макс.)},$$
$$t_б \approx (9{,}2) \cdot (0{,}18) \approx 1{,}7 \text{ нс (макс.)}.$$

Полное время обратного восстановления составляет ≈4,3 нс (макс.).

Дополнительную информацию по этому методу определения времени восстановления диода можно найти в работе: C. H. Chen, «Predicting Reverse, Recovery Time of High Speed Semiconductor Junction Diodes» (номер издания 90.36).

## Кремниевые *n—p—n*-транзисторы типа ANNULAR [1]

... предназначены для ключевых схем общего назначения, усилительных схем и для использования в комплементарных схемах совместно с *p—n—p*-транзисторами типа 2N4402 и 2N4403.

[1] Полупроводниковые элементы типа Annular запатентованы фирмой Motorola.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



- Высокое предельное напряжение — пробивное $U_{кэо}=40$ В (мин.).
- Усиление по току определяется в пределах от 0,1 до 500 мА.
- Низкое напряжение насыщения

$$U_{кэ\ (нас.)}=0{,}4 \text{ В (макс.) при } I_к=150 \text{ мА}.$$

- Полный перечень переключательных и усилительных характеристик.
- Литой корпус типа Injection — Molded Unibloc [1].

*Предельно допустимые значения*

| Характеристика | Обозначение | Предельное значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| Напряжение между коллектором и эмиттером | $U_{кэо}$ | 40 | В пост. тока |
| Напряжение между коллектором и базой | $U_{кб}$ | 60 | В пост. тока |
| Напряжение между эмиттером и базой | $U_{эб}$ | 6 | В пост. тока |
| Коллекторный ток | $I_к$ | 600 | мА пост. тока |
| Полная рассеиваемая мощность $T_{окр}=25°C$ при температуре выше 25°C | $P_р$ | 310<br>2,81 | мВт<br>мВт/°C |
| Рабочий температурный диапазон и температурный диапазон хранения | $T_п$, $T_{хр}$ | −55—+135 | °C |

**Температурные характеристики**

| Характеристика | Обозначение | Макс. значение | Единица измерения |
|---|---|---|---|
| Температурное сопротивление между переходом и корпусом | $\theta_{пк}$ | 0,137 | °C/мВт |
| Температурное сопротивление между переходом и окружающей средой | $\theta_{по}$ | 0,357 | °C/мВт |

[1] Торговый знак фирмы Motorola Inc.

**Электрические характеристики**
($T_{окр}=25°C$, если не указано иное)

| Характеристика | Номер рис | Обозначение | Мин | Макс | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|
| **Характеристики выключенного транзистора** | | | | | |
| Напряжение пробоя для перехода коллектор — эмиттер * ($I_к=1$ мА пост. тока, $I_б=0$) | | $U_{пробоя\ кэо}$ | 40 | — | В пост. тока |
| Напряжение пробоя для перехода коллектор — база ($I_к=0{,}1$ мА пост. тока, $I_э=0$) | | $U_{пробоя\ кбо}$ | 60 | — | В пост. тока |
| Напряжение пробоя для перехода эмиттер — база ($I_э=0{,}1$ мА пост. тока, $I_к=0$) | | $U_{пробоя\ эбо}$ | 6 | — | В пост. тока |
| Обратный ток коллектора ($U_{кэ}=35$ В пост. тока, $U_{эб(выкл)}=0{,}4$ В пост. тока) | | $I_{кэ}$ | — | 0,1 | мкА пост. тока |
| Обратный ток базы ($U_{кэ}=35$ В) пост. тока, $U_{эб\ (выкл)}=0{,}4$ В пост. тока | | $I_б$ | — | 0,1 | мкА пост. тока |
| **Характеристики включенного транзистора** | | | | | |
| Коэффициент усиления по пост. току | 15 | $h_{21э}$ | | | — |
| ($I_к=0{,}1$ мА пост. тока, $U_{кэ}=1$ В пост. тока) 2N4401 | | | 20 | — | |
| ($I_к=1$ мА пост. тока, $U_{кэ}=1$ В пост. тока) 2N4400 | | | 20 | — | |
| 2N4401 | | | 40 | — | |
| ($I_к=10$ мА пост. тока, $U_{кэ}=1$ В пост. тока) 2N4400 | | | 40 | — | |
| 2N4401 | | | 80 | — | |
| ($I_к=150$ мА пост. тока, $U_{кэ}=1$ В пост. тока) * 2N4400 | | | 50 | 150 | |
| 2N4401 | | | 100 | 300 | |
| ($I_к=500$ мА пост. тока, $U_{кэ}=2$ В пост. тока) * 2N4400 | | | 20 | — | |
| 2N4401 | | | 40 | — | |
| Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером * ($I_к=150$ мА пост. тока, $I_б=15$ мА пост. тока) | 16, 17, 18 | $U_{кэ\ (нас)}$ | — | 0,4 | В пост. тока |
| ($I_к=500$ мА пост. тока, $I_б=50$ мА пост. тока) | | | — | 0,75 | |



*Продолжение*

| Характеристика | Номер рис | Обозначение | Мин | Макс | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|
| Напряжение насыщения между базой и эмиттером ($I_к=150$ мА пост. тока, $I_б=15$ мА пост. тока) | 17, 18 | $U_{бэ\ (нас)}$ | 0,75 | 0,95 | В пост. тока |
| ($I_к=500$ мА пост. тока, $I_б=50$ мА пост. тока) | | | — | 1,2 | |
| **Характеристики транзистора для малого сигнала** | | | | | |
| Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ($I_к=20$ мА пост. тока, $U_{кэ}=10$ В пост. тока, $f=100$ МГц) 2N4400 | | $f_т$ | 200 | — | МГц |
| 2N4401 | | | 250 | — | |
| Емкость перехода коллектор — база ($U_{кб}=5$ В пост. тока, $I_э=0$, $f=100$ кГц, эмиттер изолирован) | 3 | $C_{кб}$ | — | 6,5 | пФ |
| Емкость перехода эмиттер — база ($U_{бэ}=0{,}5$ В пост. тока, $I_к=0$, $f=100$ кГц коллектор изолирован) | 3 | $C_{эб}$ | — | 30 | пФ |
| Входное сопротивление ($I_к=1$ мА пост. тока, $U_{кэ}=10$ В пост. тока, $f=1$ кГц) 2N4400 | 12 | $h_{11э}$ | 500 | 7,5 кОм | Ом |
| 2N4401 | | | 1,0 кОм | 15 кОм | |
| Коэффициент обратной связи по напряжению ($I_к=1$ мА пост. тока, $U_{кэ}=10$ В пост. тока, $f=1$ кГц) | 13 | $h_{12э}$ | 0,1 | 8 | $10^{-4}$ |
| Коэффициент усиления для малого сигнала ($I_к=1$ мА пост. тока, $U_{кэ}=10$ В пост. тока, $f=1$ кГц) 2N4400 | 11 | $h_{21э}$ | 20 | 250 | — |
| 2N4401 | | | 40 | 500 | |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

*Продолжение*

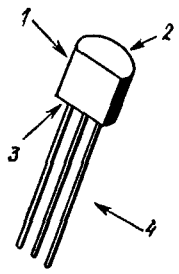
| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Выходная проводимость ($I_к = 1$ мА пост. тока, $U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $f = 1$ кГц) | | 14 | $h_{22э}$ | 1 | 30 | мкмо |
| **Характеристики переключения** | | | | | | |
| Время задержки | $U_{кк} = 30$ В пост. тока, $U_{эб\,(выкл)} = 2$ В пост. тока | 1,5 | $t_з$ | — | 15 | нс |
| Время нарастания | $I_к = 150$ мА пост. тока, $I_{б1} = 15$ мА пост. тока | 1, 5, 6 | $t_и$ | — | 20 | нс |
| Время рассасывания | $U_{кк} = 30$ В пост. тока, $I_к = 150$ мА пост. тока | 2,7 | $t_{расс}$ | — | 225 | нс |
| Время спада | $I_{б1} = I_{б2} = 15$ мА | 2,8 | $t_{сп}$ | — | 30 | нс |

* Параметры импульса при измерении: длительность импульса ⩽ 300 мкс, рабочий цикл ⩽ 2% [1]).

[1]) Величина, обратная скважности т. е. отношение длительности импульса к его периоду. — *Прим. ред.*

**2N4400 2N4401**

## Кремниевые переключательные и усилительные *n—p—n*-транзисторы; август 1966 — DS 5198




*1* — плоский D-образный корпус для обеспечения монтажа на печатной плате; *2* — прочный, литой, высокотемпературный, прессованный, влагоустойчивый пластмассовый корпус; 3 — расположение выводов легко приспосабливается к стандартному кругу выводов TO-18; *4* — овальные позолоченные выводы длиной 19/32 дюйма позволяют надежно паять соединение.

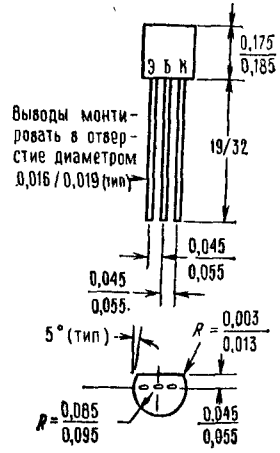



Схема TO-92.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

**Эквивалентные схемы для измерения времени переключения**

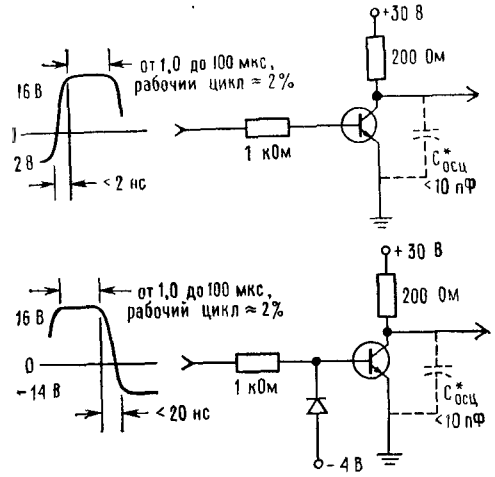



Рис. 1. Время включения.
Время нарастания осциллографа <4 нс; * полная шунтирующая емкость испытательного стенда, соединений и осциллографа.

Рис. 2. Время выключения.

**Переходные характеристики**

На рис. 3 — 8: ——— 25°C, — — — 100°C.

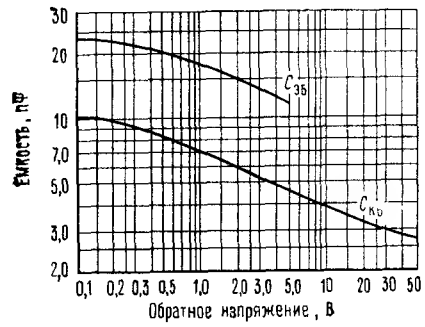



Рис. 3. Емкости.

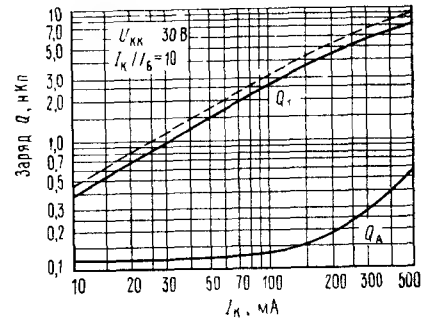



Рис. 4. Характеристика заряда

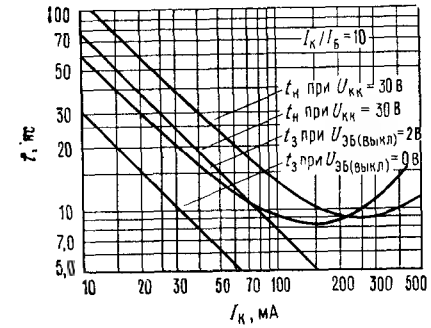



Рис. 5. Время включения. (Вторую строку сверху на рис. 5 следует читать: при $U_{КК} = 10$ В.— *Прим. ред.*)

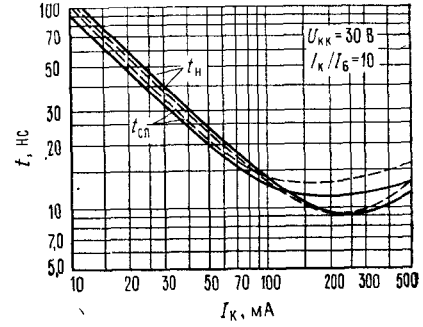



Рис. 6. Время нарастания и время спада.

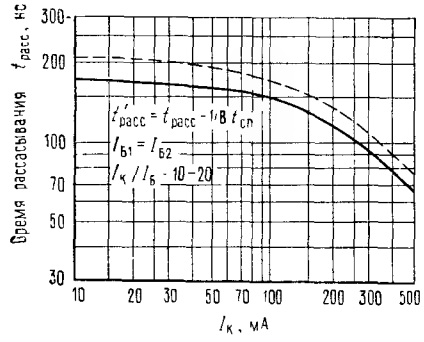



Рис. 7. Время хранения.

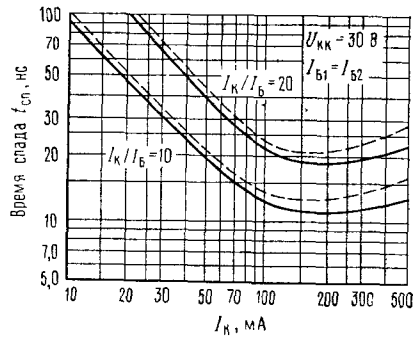



Рис. 8. Время спада.

**Характеристики малого сигнала**

Коэффициент шума

$U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $T_{окр} = 25°C$.

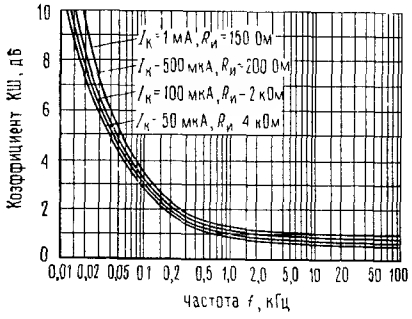



Рис. 9. Влияние частоты.

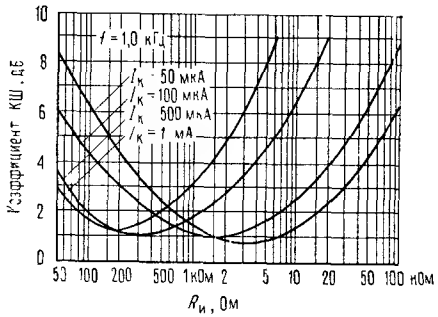



Рис. 10. Влияние сопротивления источника.

$h$-параметры

$U_{кэ} = 10$ В пост. тока, $f = 1$ кГц $T_{окр} = 25°C$.

Эта группа графиков иллюстрирует взаимосвязь между $h_{21э}$ и другими $h$-параметрами для транзисторов этой серии. Для получения этих кривых были отобраны элементы с высоким и низким коэффициентом усиления среди транзисторов типа 2N4400 и 2N4401, соответствующие номера элементов проставлены на каждом из графиков.

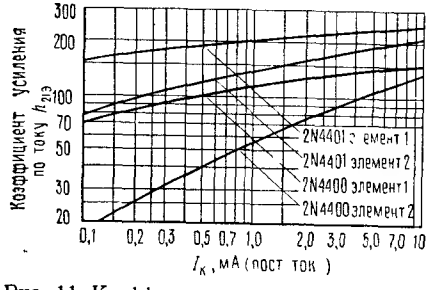



Рис. 11. Коэффициент усиления по току.

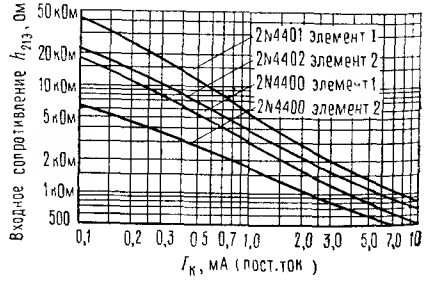



Рис. 12. Входное сопротивление.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



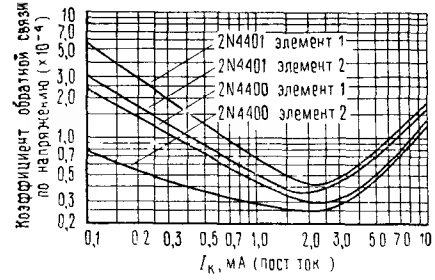



Рис. 13 Коэффициент обратной связи по напряжению.

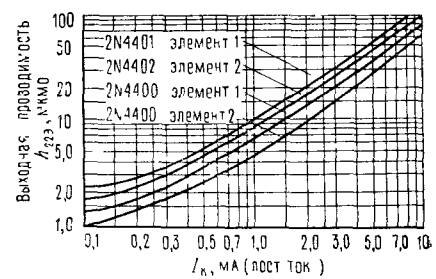



Рис. 14. Выходная проводимость.

**Статические характеристики**

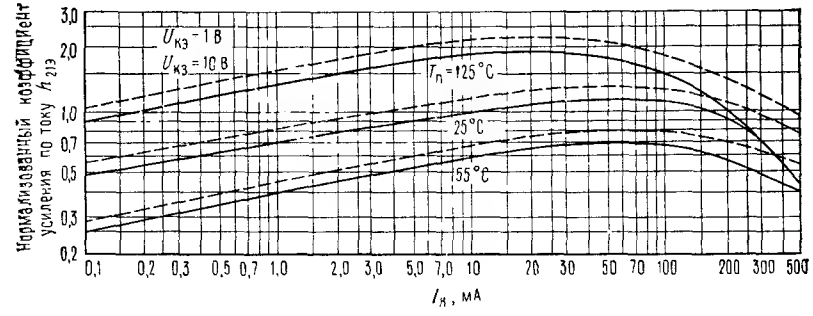



Рис. 15. Коэффициент усиления по постоянному току.

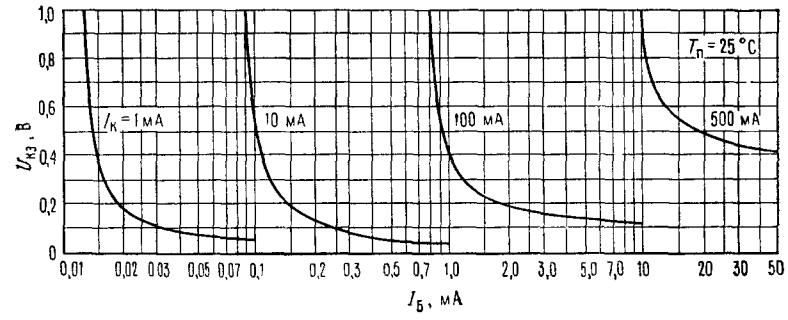



Рис. 16. Область насыщения коллектора.

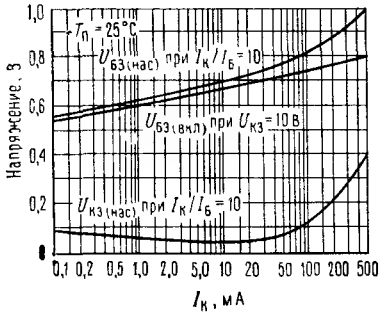



Рис. 17. Напряжения «включениого» состояния.

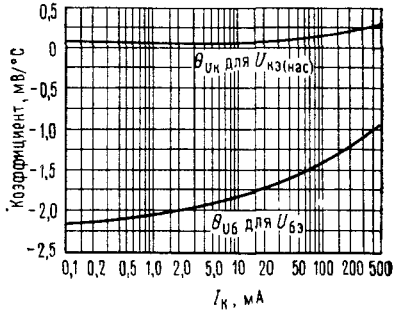



Рис. 18. Температурные коэффициенты.

## Транзисторно-диодные матрицы (National Semiconductor)

Согласованная пара LM194/LM394

**Общее описание.** Интегральные схемы LM194 и LM394 представляют собой моиолитные согласованные пары транзисторов *n—p—n*-типа с изоляцией переходом. Степень согласования транзисторов значительно лучше, чем в обычных транзисторных парах. Она достигнута за счет улучшениой обработки элеиентов и применеиия новой структуры.

Электрические характеристики этих элементов, такие, как зависимость дрейфа от начального напряжеиия сдвига, шум и зависимость напряжения между базой и эмиттером от коллекторного тока, приближаются к соответствующим характеристикам идеального транзистора. Объемные сопротивления эмиттера и базы значительно ниже, чем у других, выпускаемых в настоящее время согласованных пар, монолитных или дискретных, благодаря чему обеспечивается очень низкий уровень шума и теоретическая возможность работы в широком диапазоне токов. Значеиия большинства параметров гарантируются в диапазоне токов от 1 мкА до 1 мА и в диапазоне напряжений между коллектором и базой от 0 до 40В, при этом почти во всех приложениях характеристики оказываются очень хорошими.

Чтобы обеспечить долговременную стабильность согласуемых параметров, к переходам база — эмиттер каждого транзистора подключены внутренние диоды-ограничители. Они предотвращают ухудшение характеристик, сбусловленное обратиым током через переход база — эмиттер, которое наиболее часто приводит к отказам согласованиых пар [1]. Кроме того, паразитный изолирующий переход, образованный диодами, фиксирует напряжение подложки на уровне, равном напряжеиию более отрицательного эмиттера, и тем самым обеспечивается полная изоляция элементов.

Интегральные схемы LM194 и LM394 обеспечивают значительное улучшеиие характеристик в большинстве приложений, для которых требуется хорошо согласованная транзисторная пара. Во многих случаях можно полностью устранить регулировку, при этом будет повышена надежность и уменьшена стоимость. Помимо того, иизкий уровень шума и высокое усиление привлекают внимание к этому элементу даже в тех случаях, когда степень согласования не является критичным параметром.

Интегральные схемы LM194 и LM394/ LM394B/ LM394C выпускаются в 6-выводных металлических корпусах типа TO-5 с изолированным колпачком. Интегральная схема типа LM194 аналогична интегральной схеме типа LM394, за исключением более жестких электрических характеристик и более широкого температуриого диапазоиа.

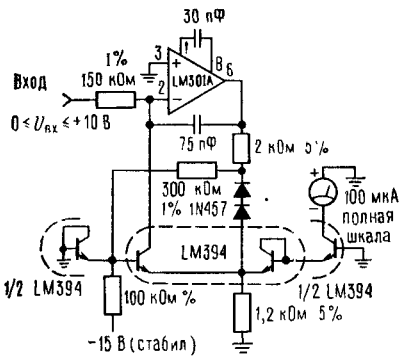
[1] Деградация происходит при пробое база — эмиттер.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

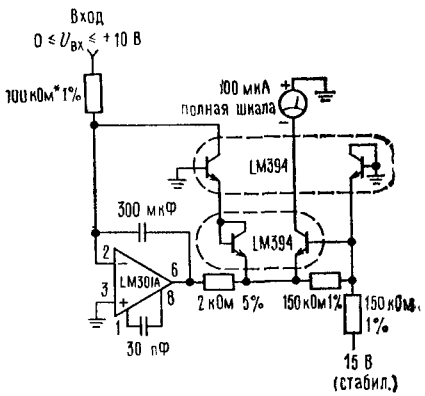


*Параметры:*
Напряжеиия база — эмиттер согласованы с точностью до 50 мкВ
Дрейф напряжения сдвига не превышает 0,1 мкв/°С
Коэффициенты усиления по току ($h_{21э}$) согласованы с точностью до 2%
Коэффициент ослаблеиия синфазной составляющей не менее 120 дБ
Значения параметров гарантируются в диапазоне коллекторных токов от 1 мкА до 1 мА
Очеиь низкий уровень шумов
Повышенные эксплуатационные характеристики по сравнеиию с обычными согласованными парами
Совместимость по устаиовочным параметрам с используемыми в настоящее время элементами

**Типовые применеиия**




Недорогая схема для точного вычисления квадратиого корня: $I_{вых} = 10^{-5}\sqrt{10U_{вх}}$.
* 150 кОм, регулируется для обеспечения требуемой точности в полиом диапазоне.




Недорогая схема для точного возведения в квадрат: $I_{вых} = 10^{-6}(U_{вх})^2$.
* Регулируется для обеспечения требуемой точности в полном диапазоне. (Коиденсатор в цепи ОС ОУ 300 пФ.— *Прим. ред.*

*Предельно допустимые значения параметров*

| | |
|---|---|
| Коллекторный ток | 20 мА |
| | $U_{макс}$ |
| Напряжение между коллектором и эмиттером | 40 В |
| LM394C | 20 В |
| Напряжение между коллектором и базой | 40 В |
| LM394C | 20 В |
| Напряжение между коллектором и подложкой | 40 В |
| LM394C | 20 В |
| Напряжение между коллекторами | 40 В |
| LM394C | 20 В |
| Токи баз и эмиттеров | ±10 мА |
| Рассеиваемая мощность | 500 мВт |
| Температура перехода | |
| LM194 | От —55 до +125°С |
| LM394/LM394B/LM394C | От —25 до +85°С |
| Температурный диапазои хранеиия | От —65 до +150°С |
| Температура пайки (продолжительность пайки 10 с) | 300°С |

## Электрические характеристики ($T_п = 25°C$)

| Параметр | Условия измерения | LM194 мин | LM194 тип | LM194 макс | LM394 мин. | LM394 тип | LM394 макс | LM394B/LM394C мин | LM394B/LM394C тип | LM394B/LM394C макс. | Единицы измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Коэффициент усиления по току $h_{21э}$ | $U_{кб} = 0$ В — $U_{макс}$ (прим. 1) | | | | | | | | | | |
| | $I_к = 1$ мА | 500 | 700 | | 300 | 700 | | 225 | 500 | | |
| | $I_к = 100$ мкА | 400 | 550 | | 250 | 550 | | 200 | 400 | | |
| | $I_к = 10$ мкА | 300 | 450 | | 200 | 450 | | 150 | 300 | | |
| | $I_к = 1$ мкА | 200 | 300 | | 150 | 300 | | 100 | 200 | | |
| Согласованность коэффициентов усиления по току (согласованность $h_{21э}) = \frac{100\Delta I_б h_{21э}(\text{мин.})}{I_к}$ | $U_{кб} = 0$ В — $U_{макс}$ | | | | | | | | | | |
| | $I_к = 10$ мкА — 1 мА | | 0,5 | 2 | | 0,5 | 4 | | 1,0 | 5 | % |
| | $I_к = 1$ мкА | | 1,0 | | | 1,0 | | | 2,0 | | % |
| Напряжение сдвига между эмиттером и базой | $U_{кб} = 0$ | | | | | | | | | | |
| | $I_к = 1$ мкА — 1 мА | | 25 | 50 | | 25 | 150 | | 50 | 200 | мкВ |
| Разбаланс сдвига эмиттер — база | (прим. 1) | | | | | | | | | | |
| Изменения напряжения эмиттер — база от напряжения между коллектором и базой (КОСС) | $I_к = 1$ мкА — 1 мА, $U_{кб} = 0$ В — $U_{макс}$ | | 10 | 25 | | 10 | 50 | | 10 | 100 | мкВ |
| Зависимость разбаланса напряжений эмиттер — база от коллекторного тока | $U_{кб} = 0$ В, $I_к = 1$ мкА — 0,3 мА | | 5 | 25 | | 5 | 50 | | 5 | 50 | мкВ |

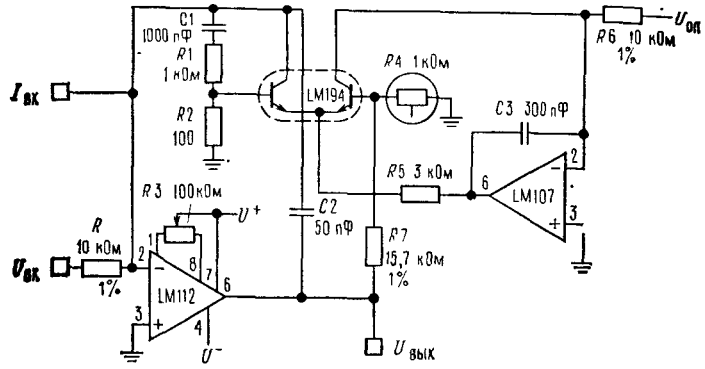
*Продолжение*

| Параметр | Условия измерения | LM194 мин | LM194 тип | LM194 макс | LM394 мин | LM394 тип | LM394 макс | LM394B/LM394C мин | LM394B/LM394C тип | LM394B/LM394C макс | Единицы измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Температурный дрейф напряжения разбаланса | $I_к = 10$ мкА — 1 мА (прим. 2) | | | | | | | | | | |
| | $I_{к1} = I_{к2}$ | | 0,08 | 0,3 | | 0,08 | 1,0 | | 0,2 | 1,5 | мкВ/°С |
| | $U_{сдв}$ отрегулировано до 0 В при 25°С | | 0,03 | 0,1 | | 0,03 | 0,3 | | 0,03 | 0,5 | мкВ/°С |
| Согласование характеристик | $I_к = 3$ нА — 300 мкА, $U_{кб} = 0$ В (прим. 3) | | 150 | | | 150 | | | 150 | | мкВ |
| Утечка перехода коллектор — база | $U_{кб} = U_{макс}$ | | 0,05 | 0,25 | | 0,05 | 0,5 | | 0,05 | 0,5 | нА |
| Утечка перехода коллектор — коллектор | $U_{кк} = U_{макс}$ | | 0,1 | 2,0 | | 0,1 | 5,0 | | 0,1 | 5,0 | нА |
| Входное напряжение шума | $I_к = 100$ мкА, $U_{кб} = 0$ В, $f = 100$ Гц — 100 кГц | | 1,8 | | | 1,8 | | | 1,8 | | нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером | $I_к = 1$ мА, $I_б = 10$ мкА | | 0,2 | | | 0,2 | | | 0,2 | | В |
| | $I_к = 1$ мА, $I_б = 100$ мкА | | 0,1 | | | 0,1 | | | 0,1 | | В |

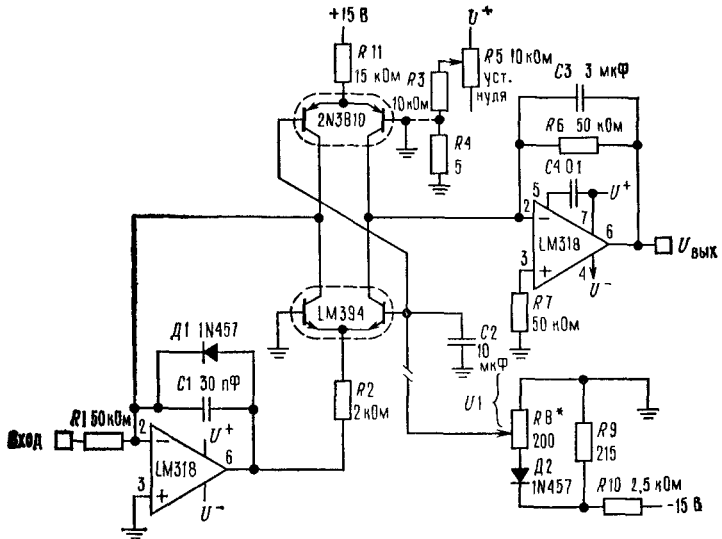
Примечания: 1) напряжение между коллектором и базой изменяется от 0 до $U_{макс}$ при значениях коллекторного тока 1 мкА, 10 мкА 100 мкА и 1 мА; 2) параметры дрейфа напряжения сдвига $U_{сдв} = 0$ при $T_{окр} = 25°C$ справедливы только при условии, что отношение $I_{к1}$ к $I_{к2}$ отрегулировано таким образом, что начальный сдвиг равен нулю. Это отношение должно поддерживаться с точностью 0,003% в полном температурном диапазоне. Измерения выполняются при 25°С и предельных значениях температуры, 3) согласованность характеристик определяется путем вычисления наиболее близкой к ним экспоненциальной функции и выражения ошибки в виде отклонения напряжения база — эмиттер от этой функции.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

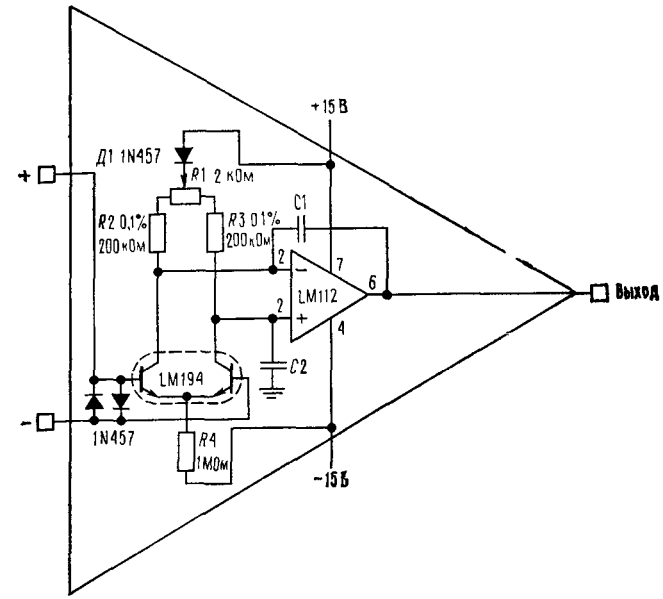



**Быстродействующий** логарифмический усилитель, $U_{вх}=10$ В — 0,1 мВ или $I_{вх}=1$ мА — 10 нА. Ru — тип Tel Labs 0,81+0,3%/°С; $U_{вых}=-\lg_{10}(U_{вх}/U_{оп})$.



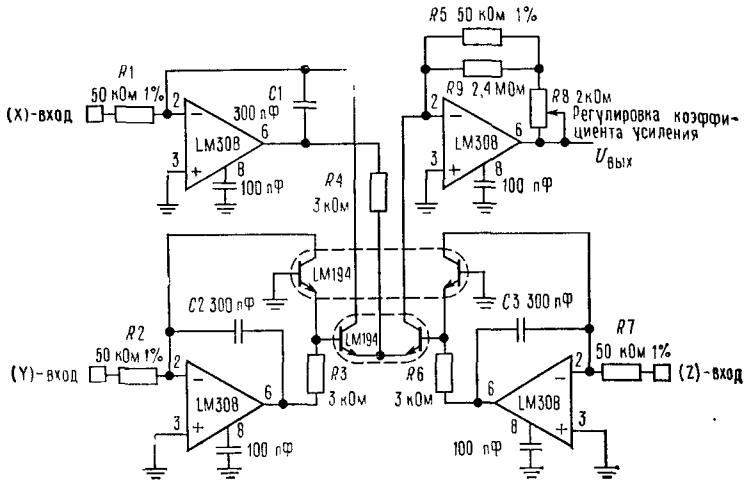

**Управляемый** напряжением усилитель с переменным коэффициентом усиления. * $R_8$—$R_{10}$ и $Д_2$ обеспечивают не зависящее от температуры управление коэффициентом усиления; $K=-336U_1$ (дБ); искажения <0,1%; ширина полосы пропускания ~1 МГц; диапазон регулировки усиления 100 дБ. (В схеме опечатка: конденсатор $C_3=3$пФ. — *Прим. ред.*)



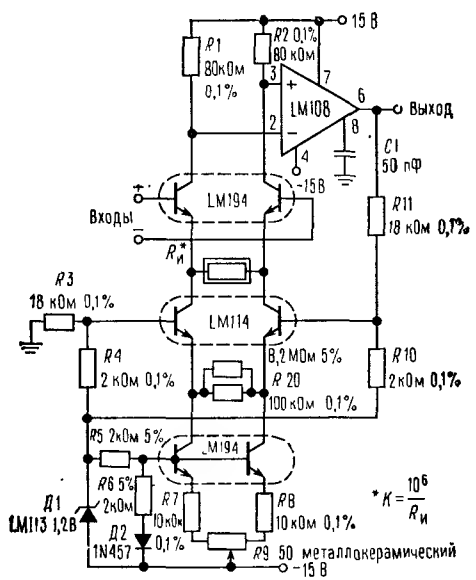



Прецизионный ОУ с малым дрейфом.
Диапазон синфазного сигнала равен ±10 В; $I_{см}<25$ нА; $I_{сдв}<0,5$ нА; $U_{сдв.не\ отрег}<125$ мкВ; $(\Delta U_{сдв}/\Delta T)<0,2$ мкВ/°С; КОСС>120 дБ; $A_U=2\ 500\ 000$; * $C=200$ пФ для единичного коэффициента усиления; $C=30$ пФ для $K_U=10$; $C=5$ пФ для $K_U=100$; $C=0$ для $K_U\geqslant 1000$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman




Высокоточный одноквадратный умножитель /делитель.
$U_{вых} = (X)(Y)/(Z)$; входы могут быть только положительными;
* типичная нелинейность 0,1%.




**Высококачественный** измерительный усилитель. (В схеме опечатка. $R_6 = 4$ кОм.— *Прим. ред.*)



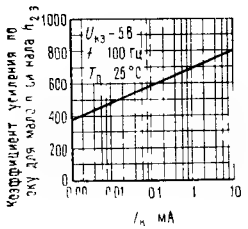
*Рабочие характеристики*

| | $K = 10\,000$ | $K = 1000$ | $K = 100$ | $K = 10$ | |
|---|---|---|---|---|---|
| Линейность коэффициента усиления (±10 В на выходе) | $\leqslant 0{,}01$ | $\leqslant 0{,}01$ | $\leqslant 0{,}02$ | $\leqslant 0{,}05$ | % |
| Коэффициент ослабления синфазного сигнала (60 Гц) | $\geqslant 120$ | $\geqslant 120$ | $\geqslant 110$ | $\geqslant 90$ | дБ |
| Коэффициент ослабления синфазного сигнала (1 кГц) | $\geqslant 110$ | $\geqslant 110$ | $\geqslant 90$ | $\geqslant 70$ | дБ |
| Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания | | | | | |
| положительное напряжение питания (+ $U$) | > 110 | > 110 | > 110 | > 110 | дБ |
| отрицательное напряжение питания (— $U$) | > 110 | > 110 | > 90 | > 70 | дБ |
| Полоса пропускания (—3 дБ) | 50 | 50 | 50 | 50 | кГц |
| Скорость нарастания | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | В/мкс |
| Дрейф напряжения сдвига ** | $\leqslant 0{,}25$ | $\leqslant 0{,}4$ | $\leqslant 2$ | $\leqslant 10$ | мкВ/°С |
| Входное сопротивление для синфазного сигнала | $> 10^9$ | $> 10^9$ | $> 10^9$ | $> 10^9$ | Ом |
| Входное сопротивление для дифференциального сигнала | $> 3 \cdot 10^8$ | $> 3 \cdot 10^8$ | $> 3 \cdot 10^8$ | $> 3 \cdot 10^8$ | Ом |
| Приведенный входной шум (100 Гц $\leqslant f \leqslant$ 10 кГц) | 5 | 6 | 12 | 70 | нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| Входной ток смещения | 75 | 75 | 75 | 75 | нА |
| Входной ток сдвига | 1,5 | 1,5 | 1,5 | 1,5 | нА |
| Диапазон синфазного сигнала | ±11 | ±11 | ±11 | ±10 | В |
| Размах выходного сигнала ($R_и = 10$ кОм) | ±13 | ±13 | ±13 | ±13 | В |

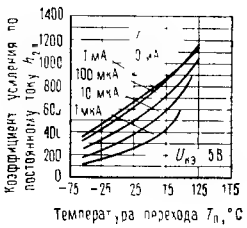
** Предполагается, что для резисторов отклонение составляет $\leqslant$ 5 млн долей/°С.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

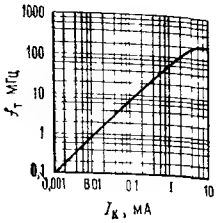
## Типовые характеристики



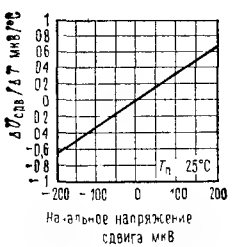

Зависимость коэффициента усиления по току для малого сигнала от коллекторного тока.



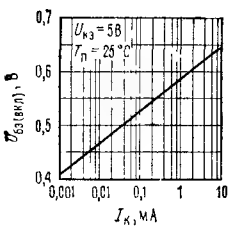

Зависимость коэффициента усиления по постоянному току от температуры.



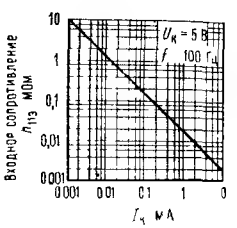

Зависимость частоты единичного коэффициента усиления от коллекторного тока.



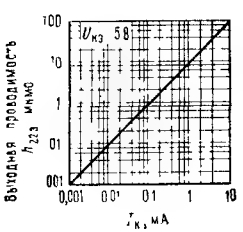

Зависимость дрейфа напряжения сдвига от начального напряжения сдвига.



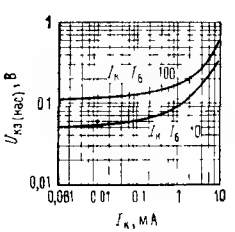

Зависимость напряжения между базой и эмиттером во включенном состоянии от коллекторного тока.



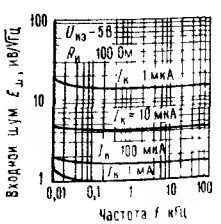

Зависимость входного сопротивления для малого сигнала $h_{11э}$ от коллекторного тока.




Зависимость выходной проводимости для малого сигнала от коллекторного тока.




Зависимость напряжения насыщения между коллектором и эмиттером от коллекторного тока.

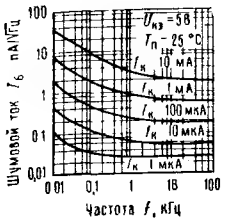



Зависимость входного напряжения шума от частоты.

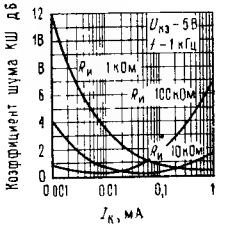




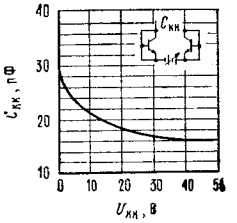
## Типовые характеристики (продолжение)



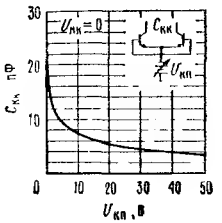

Зависимость шумового тока базы от частоты.



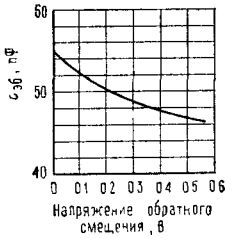

Зависимость коэффициента шума от коллекторного тока.



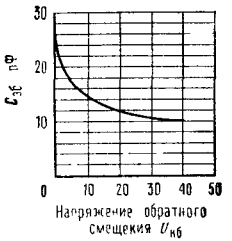

Зависимость емкости коллектор — коллектор от обратного напряжения смещения.



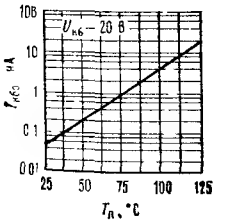

Зависимость емкости коллектор — коллектор от напряжения между коллектором и подложкой.



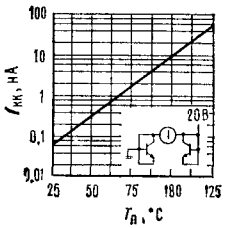

Зависимость емкости перехода эмиттер—база от напряжения обратного смещения.




Зависимость емкости перехода коллектор — база от напряжения обратного смещения.




Зависимость утечки перехода коллектор — база от температуры.




Зависимость утечки емкости коллектор — коллектор от температуры.

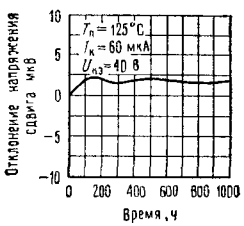
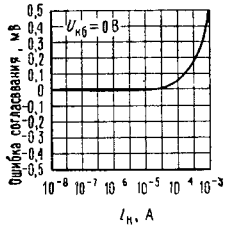



График долговременной стабильности напряжения сдвига при высокой температуре.




Согласованность характеристик переходов эмиттер — база.

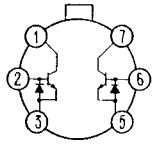
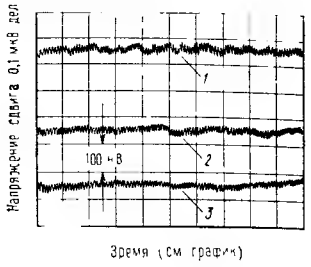



Схема соединений (металлический корпус, вид сверху). Порядковый номер LM194H, LM394H, LM394BH или LM394CH, см. корпус типа H06C фирмы National Semiconductor.



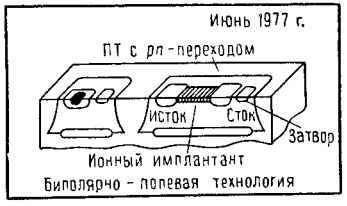

Низкочастотный шум дифференциальной пары [1].

[1] Элемент должен находиться в спокойной воздушной среде для того, чтобы разность температур в дифференциальной паре поддерживалась с точностью не хуже 0,0003°С. $U_{кэ}$=1 В, $I_к$=100 мкА, $R_н$ = 100 Ом; *1* — ширина полосы = 0—10 Гц, $t$=1 с/дел.; *2* — ширина полосы = 0—1 Гц, $t$ = 10 с/дел; *3* — ширина полосы = 0—0,1 Гц, $t$=1 мин/дел.

## Монолитные операционные усилители с входами на полевых транзисторах с $p$ — $n$-переходом LF155/LF156/LF157

## (National Semiconductor)

LF155, LF155A, LF255, LF355, LF355A, LF355B с малым потребляемым током
LF156, LF156A, LF256, LF356, LF356A, LF356B широкополосные
LF157, LF157A, LF257, LF357, LF357A, LF357B широкополосные с неполной компенсацией ($K_{U(мин)}$=5)




**Общее описание.** Это первые монолитные ОУ с входами на полевых транзисторах с $p$—$n$-переходом, которые объединяют в одном кристалле высоковольтные полевые транзисторы с $p$—$n$-переходом и стандартные биполярные транзисторы (биполярно-полевая технология). Эти усилители характеризуются малыми входным током смещения и током сдвига, небольшим напряжением сдвига и малым дрейфом этого напряжения, а также возможностью регулировки сдвига, которая не ухудшает величину дрейфа или коэффициент ослабления синфазного сигнала. Они имеют также высокую скорость нарастания, широкую полосу пропускания, очень малое время установления, малые шумовое напряжение и шумовой ток и малый уровень шума 1/$f$.

© 1977 National Semiconductor Corp.



*Достоинства:*

- Заменяют собой дорогие гибридные ОУ на полевых транзисторах и функциональные модули ОУ на полевых транзисторах
- Полевые транзисторы с $p$ — $n$-переходом не требуют той осторожности в обращении, которая необходима для приборов с МОП-транзисторами на входах
- Наилучшим образом подходят для систем с низким уровнем шума, использующих источник либо с высоким, либо с низким импедансом — малый угол наклона характеристики 1/$f$.
- Регулировка сдвига не приводит к усилению дрейфа или уменьшению ослабления синфазного сигнала, как в большинстве монолитных усилителей
- Новый выходной каскад позволяет использовать высокоемкостные нагрузки (10000 пФ) без ухудшения стабильности
- Обеспечивается внутренняя коррекция, допускаются большие значения дифференциального входного напряжения

*Области применения:*

- Прецизионные быстродействующие интеграторы
- Быстродействующие цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи
- Высокоимпедансные буфера
- Широкополосные, помехозащищенные, бездрейфовые усилители
- Логарифмические усилители
- Усилители фототока
- Схемы слежения — хранения

*Общие свойства:*

(LF155A, LF156A, LF157A)

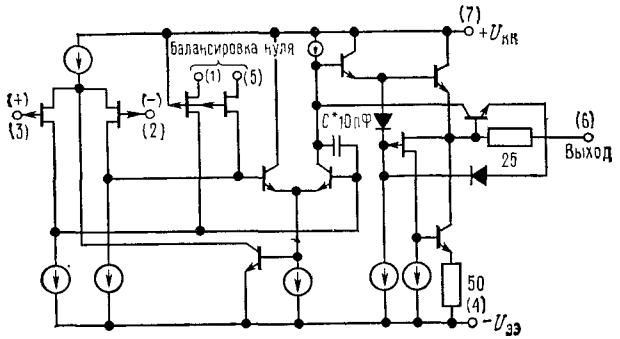
| | |
|---|---|
| ● Малый входной ток смещения | 30 пА |
| ● Малый входной ток сдвига | 3 пА |
| ● Высокое входное сопротивление | $10^{12}$ Ом |
| ● Малое входное напряжение сдвига | 1 мВ |
| ● Малый температурный дрейф входного напряжения сдвига | 3 мкВ/°С |
| ● Малый входной шумовой ток | 0,01пА/$\sqrt{Гц}$ |
| ● Высокое значение коэффициента подавления синфазного сигнала | 100 дБ |
| ● Высокое значение коэффициента усиления напряжения постоянного тока | 106 дБ |

*Особые свойства:*

| | LF155A | LF156A | LF157A ($K_U$=5*) | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|
| ● Очень малое время установления до уровня 0,01% | 4 | 1,5 | 1,5 | мкс |
| ● Высокая скорость нарастания | 5 | 12 | 50 | В/мкс |
| ● Широкая полоса пропускания | 2,5 | 5 | 20 | МГц |
| ● Малое входное напряжение шума | 20 | 12 | 12 | нВ/Гц |



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman




Упрощенная схема [1].
*) LF157 емкость $C = 2$ пФ.

*Предельно допустимые значения параметров*

| | LF155A/6A/7A | LF155/6/7 | LF355B/6B/7B LF255/6/7 LF355B/6B/7B | LF355A/6A/7A LF355/6/7 |
|---|---|---|---|---|
| Напряжение питания | ±22 В | ±22 В | ±22 В | ±18 В |
| $T_{п\ (макс.)}$ (корпус типа H и J) | 150°C | 150°C | 115°C | 115°C |
| (корпус типа N) | | | 100°C | 100°C |
| Рассеиваемая мощность ($P_{расс}$ при 25°C) и температурное сопротивление ($\theta_{по}$) (Прим. 1) | | | | |
| (корпус типа H) $P_{расс}$ | 670 мВт | 670 мВт | 570 мВт | 570 мВт |
| $\theta_{по}$ | 150°C/Вт | 150°C/Вт | 150°C/Вт | 150°C/Вт |
| (корпус типа J) $P_{расс}$ | 670 мВт | 670 мВт | 570 мВт | 570 мВт |
| $\theta_{по}$ | 140°C/Вт | 140°C/Вт | 140°C/Вт | 140°C/Вт |
| (корпус типа N) $P_{расс}$ | | | 500 мВт | 500 мВт |
| $\theta_{по}$ | | | 155°C/Вт | 155°C/Вт |
| Дифференциальное входное напряжение | ±40 В | ±40 В | ±40 В | ±30 В |
| Диапазон входного напряжения (Прим. 2) | ±20 В | ±20В | ±20 В | ±16 В |
| Продолжительность короткого замыкания на выходе | Продолжительное короткое замыкание | Продолжительное короткое замыкание | Продолжительное короткое замыкание | Продолжительное короткое замыкание |
| Температура хранения | От −65 до +150°C | От −65 до +150°C | От −65 до +150°C | От −65 до +150°C |
| Температура пайки (продолжительность пайки 10 с) | 300°C | 300°C | 300°C | 300°C |

[1] На схеме пропущена точка между выходом и резистором 25 Ом.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Электрические характеристики по постоянному току (прим. 3)**

| Условное обозначение | Параметр | Условия измерения | LF155A/6A/7A мин. | LF155A/6A/7A тип. | LF155A/6A/7A макс. | LF355A/6A/7A мин. | LF355A/6A/7A тип. | LF355A/6A/7A макс. | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $U_{сдв}$ | Входное напряжение сдвига | $R_и = 50$ Ом, $T_{окр} = 25°C$ Более высокая темп. | | 1 | 2 | | 1 | 2 | мВ |
| | | | | | 2,5 | | | 2,3 | мВ |
| $U_{сдв}/\Delta T$ | Средний температурный коэффициент входного напряжения сдвига | $R_и = 50$ Ом | | 3 | 5 | | 3 | 5 | мкВ/°C |
| $\Delta TK/\Delta U_{сдв}$ | Изменение среднего температурного коэффициента при установке $U_{сдв}$ | $R_и = 50$ Ом (прим. 4) | | 0,5 | | | 0,5 | | мкВ/°C на мВ |
| $I_{сдв}$ | Входной ток сдвига | $T_п = 25°C$ (прим. 3, 5) | | 3 | 10 | | 3 | 10 | пА |
| | | $T_п \leqslant T_{выс}$ | | | 10 | | | 1 | нА |
| $I_{см}$ | Входной ток смещения | $T_п = 25°C$ (прим. 3, 5) | | 30 | 50 | | 30 | 50 | пА |
| | | $T_п \leqslant T_{выс}$ | | | 25 | | | 5 | нА |
| $R_{вх}$ | Входное сопротивление | $T_п = 25°C$ | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | Ом |
| $K_U$ для большого сигнала | Коэффициент усиления по напряжению для большого сигнала | $U_и = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25°C$, $U_{вых} = \pm 10$ В, $R_н = 2$ кОм Более высокая темп. | 50 | 200 | | 50 | 200 | | В/мВ |
| | | | 25 | | | 25 | | | В/мВ |
| $U_{вых}$ | Размах выходного напряжения | $U_и = \pm 15$ В, $R_н = 10$ кОм | ±12 | ±13 | | ±12 | ±13 | | В |
| | | $U_и = \pm 15$ В, $R_н = 2$ кОм | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | | В |
| $U_{сс}$ | Диапазон синфазного напряжения на входе | $U_и = \pm 15$ В | ±11 | +15,1 −12 | | ±11 | +15,1 −12 | | В |
| КОСС | Коэффициент ослабления синфазного сигнала | | 85 | 100 | | 85 | 100 | | дБ |
| КОНП | Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания | (Прим. 6) | 85 | 100 | | 85 | 100 | | дБ |

**Электрические характеристики по переменному току $T_{окр}=25°C$, $U_и=\pm 15$ В**

| Условное обозначение | Параметр | Условия измерения | LF155A/355A | | | LF156A/356A | | | LF157A/357A | | | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. | мин. | тип. | макс. | мин. | тип. | макс. | |
| СН | Скорость нарастания | LF155A/6A; $K_U=1$<br>LF157A; $K_U=5$ | 3 | 5 | | 10 | 12 | | 40 | 50 | | В/мкс<br>В/мкс |
| $f_T$ | Произведение ширины полосы пропускания на коэффициент усиления | | | 2,5 | | 4 | 4,5 | | 15 | 20 | | МГц |
| $t_у$ | Время установления до 0,01% | (Прим. 7) | | 4 | | | 1,5 | | | 1,5 | | мкс |
| $e_ш$ | Эквивалентное входное напряжение шума | $R_и=100$ Ом,<br>$f=100$ Гц<br>$f=1000$ Гц | | 25<br>25 | | | 15<br>12 | | | 15<br>12 | | нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$<br>нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| $i_ш$ | Эквивалентный входной ток шума | $f=100$ Гц<br>$f=1000$ Гц | | 0,01<br>0,01 | | | 0,01<br>0,01 | | | 0,01<br>0,01 | | пА/$\sqrt{\text{Гц}}$<br>пА/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| $C_{вх}$ | Входная емкость | | | 3 | | | 3 | | | 3 | | пФ |

**Электрические характеристики по постоянному току (прим. 3)**

| Условное обозначение | Параметр | Условия измерения | LF155/6/7, | | | LF255/6/7<br>LF355B/6B/7B | | | LF355/6/7 | | | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин. | тип. | макс. | мин. | тип. | макс. | мин. | тип | макс | |
| $U_{сдв}$ | Входное напряжение сдвига | $R_и=50$ Ом, $T_{окр}=25°C$ | | 3 | 5 | | 3 | 5 | | 3 | 10 | мВ |
| | | Более высокая температура | | | 7 | | | 6,5 | | | 13 | мВ |
| $\Delta U_{сдв}/\Delta T$ | Средний температурный коэффициент входного напряжения сдвига | $R_и=50$ Ом | | 5 | | | 5 | | | 5 | | мкВ/°C |
| $\Delta TK/\Delta U_{сдв}$ | Изменение среднего температурного коэффициента при регулировке сдвига | $R_и=50$ ом (прим. 4) | | 0,5 | | | 0,5 | | | 0,5 | | мкВ/°C на мВ |
| $I_{сдв}$ | Входной ток сдвига | $T_п=25°C$ (прим. 3, 5) | | 3 | 20 | | 3 | 20 | | 3 | 50 | пА |
| | | $T_п \leqslant T_{выс}$ | | | 20 | | | 1 | | | 2 | нА |
| $I_{см}$ | Входной ток смещения | $T_п=25°C$ (прим. 3, 5) | | 30 | 100 | | 30 | 100 | | 30 | 200 | пА |
| | | $T_п \leqslant T_{выс}$ | | | 50 | | | 5 | | | 8 | нА |
| $R_{вх}$ | Входное сопротивление | $T_п=25°C$ | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | | $10^{12}$ | | Ом |



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

*Продолжение*

| Условное обозначение | Параметр | Условия измерения | LF155/6/7, | | | LF255/6/7 LF355B/6B/7B | | | LF355/6/7 | | | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | мин | тип. | макс. | мин. | тип. | макс. | мин. | тип. | макс | |
| $K_U$ для большого сигнала | Коэффициент усиления по напряжению для большого сигнала | $U_и = \pm 15$ В, $T_{окр} = 25°C$, $U_{вых} = \pm 10$ В, $R_н = 2$ кОм | 50 | 200 | | 50 | 200 | | 25 | 200 | | В/мВ |
| | | Другие темп-ры | 25 | | | 25 | | | 15 | | | В/мВ |
| $U_{вых}$ | Размах выходного напряжения | $U_и = \pm 15$В, $R_н = 10$ кОм | ±12 | ±13 | | ±12 | ±13 | | ±12 | ±13 | | В |
| | | $U_и = \pm 15$ В, $R_и = 2$ кОм | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | | В |
| $U_{сс}$ | Диапазон синфазного сигнала на входе | $U_и = \pm 15$ В | ±11 | +15,1 −12 | | ±11 | +15,1 −12 | | ±10 | ±15,1 −12 | | В В |
| КОСС | Коэффициент ослабления синфазного сигнала | | 85 | 100 | | 85 | 100 | | 80 | 100 | | дБ |
| КОНП | Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания | (Прим. 6) | 85 | 100 | | 85 | 100 | | 80 | 100 | | дБ |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Электрические характеристики по постоянному току $T_{окр} = 25°C$, $U_и = \pm 15$ В**

| Параметр | LF155A/155 LF255 LF355A/355 | | LF355 | | LF156A/156 LF256/356B | | LF356A/356 | | LF157A/157 LF257/357B | | LF357A/357 | | Единицы измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | тип | макс. | тип. | макс. | тип. | макс. | тип. | макс. | тип. | макс. | тип. | макс. | |
| Потребляемый ток | 2 | 4 | 2 | 4 | 5 | 7 | 5 | 10 | 5 | 7 | 5 | 10 | мА |

**Электрические характеристики по перемеиному току $T_{окр} = 25°C$, $U_и = \pm 15$ В**

| Условное обозначение | Параметр | Условия измерения | LF155/255 355/355B | LF156/256 356B | LF156/256 356/356B | LF157/257 357B | LF157/257 357/357B | Единицы измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | тип. | мин. | тип. | мин. | тип. | |
| СН | Скорость нарастания | LF155/6: $K_U = 1$ LF157: $K_U = 5$ | 5 | 7,5 | 12 | 30 | 50 | В/мкс |
| $f_T$ | Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания | | 2,5 | | 5 | | 20 | В/мкс Мгц |
| $t_у$ | Время установления до 0,01% | (Прим. 7) | 4 | | 1,5 | | 1,5 | мкс |
| $e_ш$ | Эквивалентное напряжение входного шума | $R_и = 100$ Ом, $f = 100$ Гц | 25 | | 15 | | 15 | нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| | | $f = 1000$ Гц | 20 | | 12 | | 12 | нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| $i_ш$ | Эквивалентный входной ток шума | $f = 100$ Гц | 0,01 | | 0,01 | | 0,01 | пА/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| | | $f = 1000$ Гц | 0,01 | | 0,01 | | 0,01 | пА/$\sqrt{\text{Гц}}$ |
| $C_{вх}$ | Входная емкость | | 3 | | 3 | | 3 | пф |

*Примечания к электрическим характеристикам*

Примечание 1. При повышении температуры максимальное значение рассеиваемой мощности уменьшается; оно зависит от $T_{\text{п. макс}}$, $\theta_{\text{по}}$ и $T_{\text{окр}}$. При любой температуре максимальное значение рассеиваемой мощности определяется меньшим из двух значений: $P_{\text{расс}}=(T_{\text{п. макс}}-T_{\text{окр}})/\theta_{\text{по}}$ или 25°C $P_{\text{расс. макс}}$.

Примечание 2. Если не указано иное, абсолютное максимальное значение отрицательного входного напряжения равно отрицательному напряжению питания.

Примечание 3. Если не указано иное, то измерения выполняются при следующих условиях:

| | LF155A/6A/7A 155/6/7 | LF255/6/7 |
|---|---|---|
| Напряжение питания $U_{\text{и}}$ | $\pm 15$ В $\leqslant U_{\text{и}} \leqslant \pm$ $\pm 20$ В | $\pm 15$ В $\leqslant U_{\text{и}} \leqslant \pm$ $\pm 20$ В |
| $T_{\text{окр}}$ | $-55°C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant \pm$ $+125°C$ | $-52°C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant +$ $+85°C$ |
| $T_{\text{высш}}$ | $+125°C$ | $+85°C$ |

| | LF355A/6A/7A | LF355B/6B/7B | LF355/6/7 |
|---|---|---|---|
| Напряжение питания $U_{\text{и}}$ | $\pm 15$ В $\leqslant U_{\text{и}} \leqslant \pm$ $\pm 18$ В | $\pm 15$ В $\leqslant U_{\text{и}} \leqslant \pm$ $\pm 20$ В | $U_{\text{и}} = \pm 15$ В |
| $T_{\text{окр}}$ | $0°C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant +$ $+70°C$ | $0°C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant +$ $+70°C$ | $0°C \leqslant T_{\text{окр}} \leqslant +$ $+70°C$ |
| $T_{\text{высш}}$ | $+70°C$ | $+70°C$ | $+70°C$ |

$U_{\text{сдв}}$, $I_{\text{см}}$ и $I_{\text{сдв}}$ измеряются при $U_{\text{сс}}=0$.

Примечание 4. Температурный коэффициент после установки в нуль входного напряжения сдвига изменяется незначительно (типичное значение составляет 0,5 мкВ/°C, в расчете на каждый милливольт регулировки по сравнению с исходным значением. Регулировка сдвига не влияет также на коэффициент ослабления синфазного сигнала и на коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи.

Примечание 5. Входные токи смещения представляют собой токи утечки переходов, они удваиваются каждый раз при увеличении температуры перехода $T_{\text{п}}$ на 10°C. В связи с тем, что время испытаний продукции ограниченно, входные токи смещения коррелированы с температурой перехода [1]. При нормальной работе температура перехода в результате внутреннего рассеивания мощности $P_{\text{расс}}$ превышает температуру окружающей среды. $T_{\text{п}}=T_{\text{окр}}+\theta_{\text{по}}P_{\text{расс}}$, где $\theta_{\text{по}}$ — температурное сопротивление между переходом и окружающей средой. Теплоотвод рекомендуется использовать в тех случаях, когда входной ток смещения должен быть минимальным.

Примечание 6. Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания в соответствии с принятой методикой измеряется при одновременном увеличении или уменьшении напряжения обоих источников.

Примечание 7. Время установления определяется для схемы инвертора на основе LF155/6, сопротивление резистора связи равно 2 кОм. Это время, в течение которого напряжение ошибки (напряжение на инвертирующем входе усилителя) достигнет 0,01% от конечного значения выходного напряжения, после того, как на инвертор будет подан скачок величиной 10 В. Для LF157, $K_U=-5$ сопротивление резистора обратной связи равно 2 кОм, а выходной скачок равен 10 В (см. схему для определения времени установления на стр. 9 данного описания).

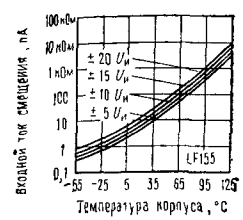
[1] А не с температурой среды.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

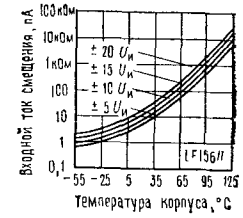


**Типовые характеристики по постоянному току**

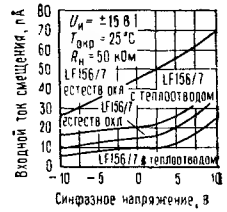
Если номер схемы не указан, то графики соответствуют схемам LF155, LF156 и LF157.



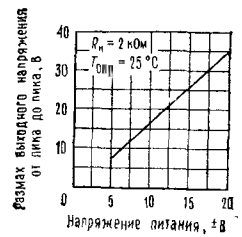

Входной ток смещения.



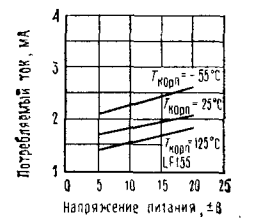

Входной ток смещения.



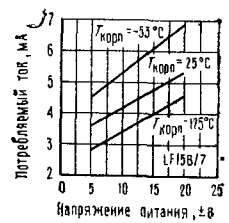

Входной ток смещения.



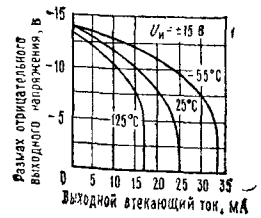

Размах напряжения.



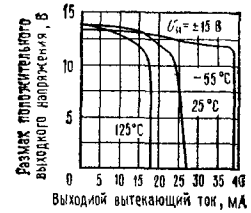

Потребляемый ток.



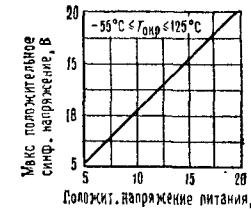

Потребляемый ток.



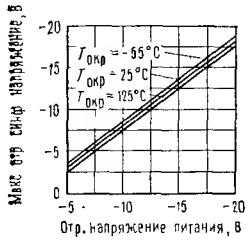

Ограничение отрицательного тока.



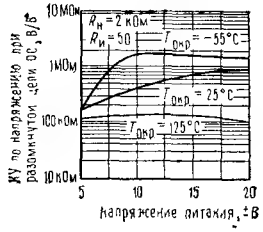

Ограничение положительного тока.



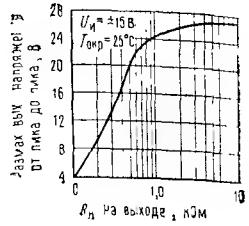

Максимальное положительное синфазное напряжение.




Максимальное отрицательное синфазное напряжение.

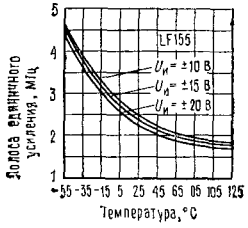



КУ по напряжению при разомкнутой цепи ОС.

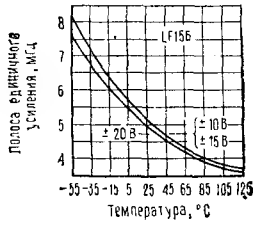



Размах выходного напряжения.

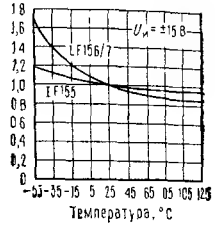
**Типовые характеристики по переменному току**




Полоса единичного усиления.

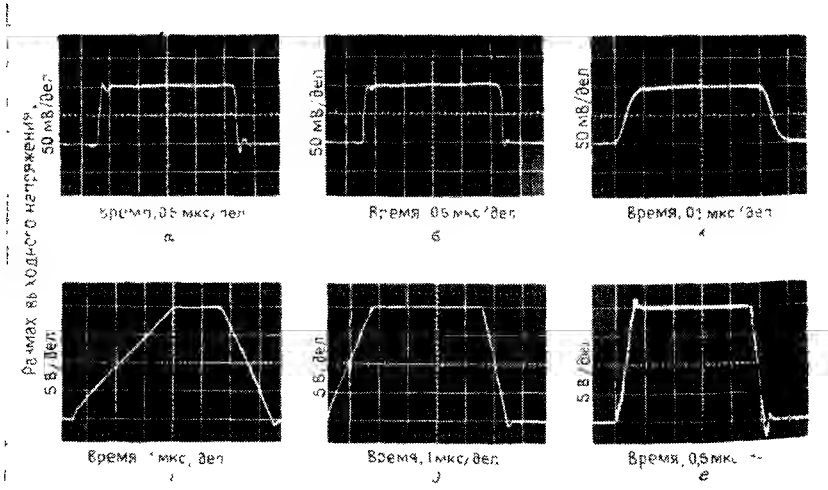



Полоса единичного усиления.




Нормализованная скорость нарастания.

Для LF157 графики имеют тот же вид, но все значения нужно умножить на 4.

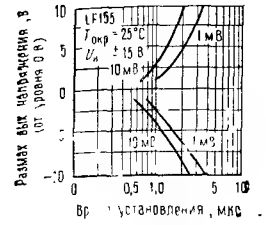



*а* — импульсная характеристика LF155 для малого сигнала, $K_U$=+1; *б* — импульсная характеристика LF156 для малого сигнала, $K_U$=+1; *в* — импульсная характеристика LF157 для малого сигнала, $K_U$=+5; *г* — импульсная характеристика LF155 для большого сигнала, $K_U$ = +1; *д* — импульсная характеристика LF156 для большого сигнала, $K_U$ = +1; *е* — импульсная характеристика LF157 для большого сигнала, $K_U$ = +5.

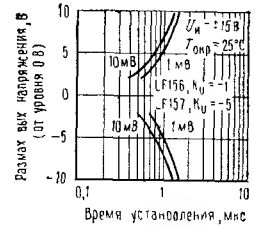
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



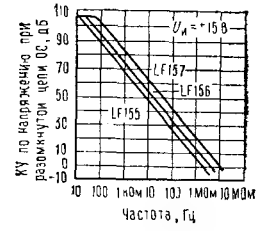
**Типовые характеристики по переменному току** (продолжение)




Время установления инвертора.




Время установления инвертора.




Частотная характеристика при разомкнутой цепи обратной связи.

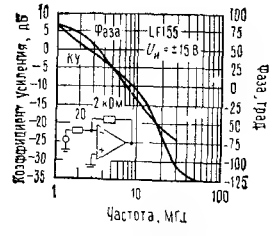



Диаграмма Боде.

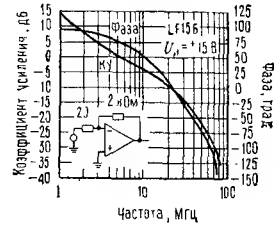



Диаграмма Боде.

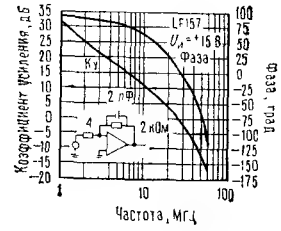
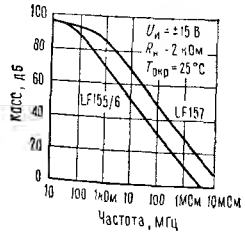
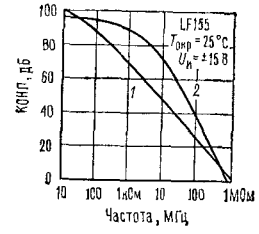


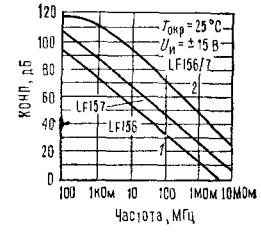

Диаграмма Боде.



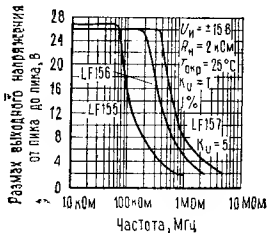

Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС).



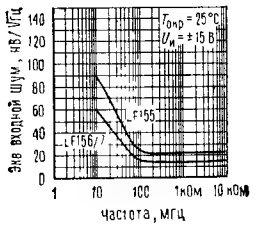

Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания (КОНП).
*1* — отрицательное напряжение питания; *2* — положительное напряжение питания.



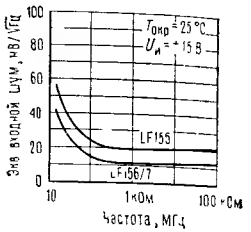

Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания. *1* — отрицательное напряжение питания; *2* — положительное напряжение питания.



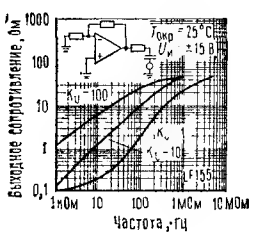

Размах неискаженного выходного напряжения.



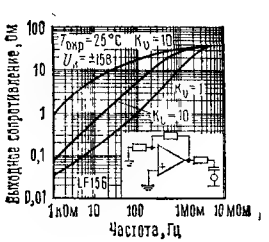

Эквивалентный входной шум.



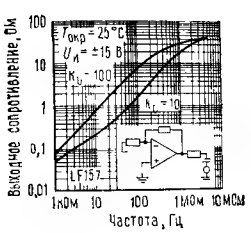

Эквивалентный входной шум (в увеличенном масштабе)




Выходное сопротивление.

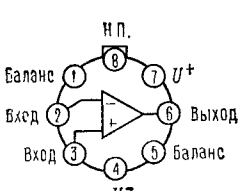



Выходное сопротивление.

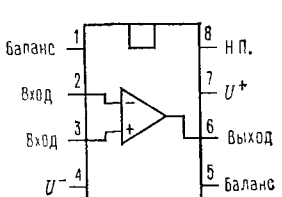



Выходное сопротивление.

## Схемы соединений




Металлический корпус (Н-типа), вид сверху. Примечание 4: вывод 4 соединен с корпусом.

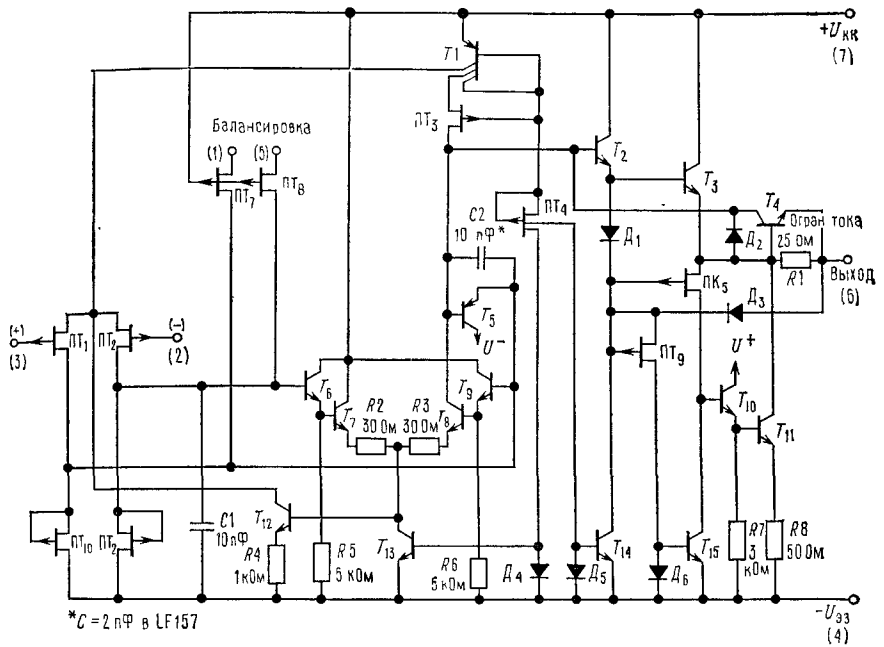



Корпус с двухрядным расположением выводов (DIP) (N или J), вид сверху.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## Полная принципиальная схема




*Замечания по применению*

Интегральная схема LF155/6/7 представляет собой операционный усилитель с входами на полевых транзисторах с $p$—$n$-переходом. Полевые транзисторы с $p$ — $n$-переходом имеют большое обратное напряжение пробоя между затвором, истоком и стоком, это устраняет необходимость ограничения напряжения на входах. Следовательно, вполне можно использовать большие дифференциальные входные напряжения без значительного увеличения входного тока. Максимальное значение дифференциального входного напряжения не зависит от питающих напряжений. Однако ни одно из входных напряжений не должно выходить за пределы отрицательного напряжения питания, так как это может привести к большим токам и может закончиться разрушением схемы.

Превышение предельного значения отрицательного синфазного сигнала на любом из входов приводит к тому, что фаза на выходе изменяется на противоположную и на выходе усилителя устанавливается соответствующий высокий или низкий уровень. Превышение предельного значения отрицательного синфазного сигнала на обоих входах приводит к тому, что на выходе усилителя устанавливается высокий уровень. Ни в одном из случаев не происходит защелкивания, так как возвращение сигнала в пределы диапазона синфазных сигналов снова приводит входной каскад, а следовательно, и усилитель в нормальное рабочее состояние.

Превышение предельного значения положительного синфазного сигнала на одном из входов не изменяет фазу на выходе, однако если предел будет превышен на обоих входах, то на выходе усилителя установится высокий уровень.

Эти усилители будут работать, если синфазное входное напряжение будет равно положительному питающему напряжению. На самом деле синфазное напряжение может превышать положительное питающее напряжение приблизительно на 100 мВ независимо от величины напряжения питания во всем рабочем диапазоне температур. Следовательно, положительное питающее напряжение можно использовать как

опорное на входе, так сделано, например, в схеме монитора и/или ограничителя питающего тока (см. ниже).

Следует принимать меры предосторожности, чтобы источник питания никогда не изменял свою полярность и чтобы нельзя было случайно включить схему в разъем, развернув ее на 180°, так как через имеющийся внутри интегральной схемы диод [1] начнет протекать неограниченно большой ток, который вызовет разрушение внутренних проводников и всей схемы.

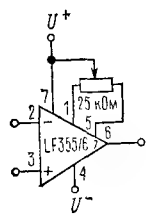
Усилители на полевых транзисторах с $p$ — $n$-переходами в отличие от усилителей на полевых МОП-транзисторах не требуют специального обращения.

Все токи смещения в этих усилителях устанавливаются источниками тока на полевых транзисторах. Токи стока в этих усилителях не зависят от питающего напряжения.

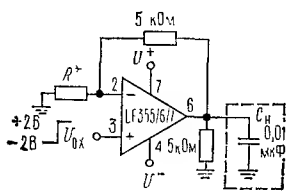
Как и для большинства усилителей, в данном случае для обеспечения стабильности необходимо позаботиться об экранировании проводов, расположении компонентов и о развязке источников питания. Например, резисторы, соединяющие выход со входом, следует располагать ближе к входу для минимизации «наводок» и максимизации частоты полюса обратной связи за счет минимизации емкости между входом и землей.

Полюс обратной связи возникает в том случае, когда усилитель имеет резистивную обратную связь. Частоту полюса определяют сопротивление и емкость цепи, параллельной цепи, образованной входом схемы (обычно инвертирующим) и землей по переменному току. Нередко частота этого полюса значительно превышает частоту, соответствующую точке 3 дБ на характеристике усиления при разомкнутой цепи обратной связи, и, следовательно, ее влиянием на стабильность можно пренебречь. Однако если частота полюса обратной связи меньше, чем частота в точке 3 дБ, то в цепь, соединяющую выход цепи обратной связи с входом, следует включить конденсатор. Конденсатор должен иметь такую емкость, чтобы постоянная времени цепи, образованной этим конденсатором и параллельным ему сопротивлением, была равна или превосходила первоначальную постоянную времени полюса обратной связи.

## Типовые схемы соединений




Регулировка $U_{сдв}$.
Производится с помощью потенциометра 25 кОм; движок потенциометра подключен к $U+$; для потенциометров, имеющих температурный коэффициент, равный 100 млн. долей / °С или меньше, величина дополнительного дрейфа от регулировки составляет ~0,5 мкВ/°С/мВ от величины регулировки; типичная величина полного дрейфа 5 мкВ/°С ± 0,5 мкВ/°С/мВ от величины регулировки.

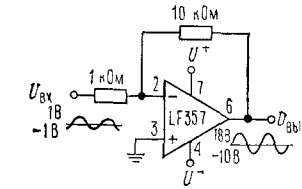



Работа на емкостную нагрузку.
* Для LF155/6 $R$=5 кОм, для LF157 $R$=1,25 кОм; благодаря оригинальной схеме выходного каскада эти усилители могут работать на большие емкостные нагрузки, сохраняя при этом стабильность; $C_{н.макс} \approx$ ≈0,01 мкФ; перерегулирование ≤20%; время установления ($t_y$) ≈5 мкс.

[1] Образованный подложкой и всеми остальными элементами.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman






LF157. Широкополосный усилитель мощности.
При ширине полосы пропускания 500 кГц величина искажений не превышает 1% и размах $U_{вых}$ составляет 20 В от пика до пика.

## Типовые применения

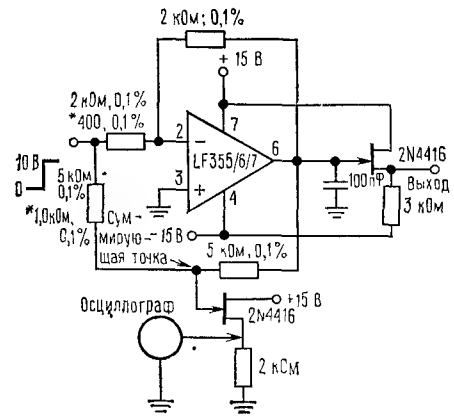
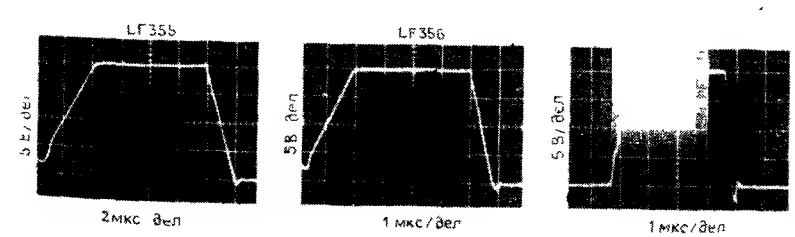
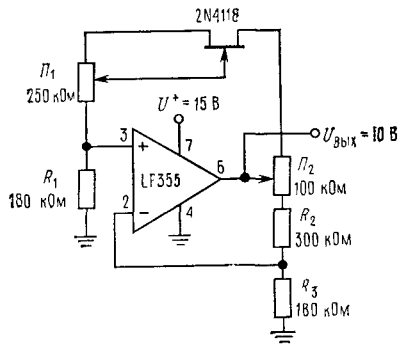


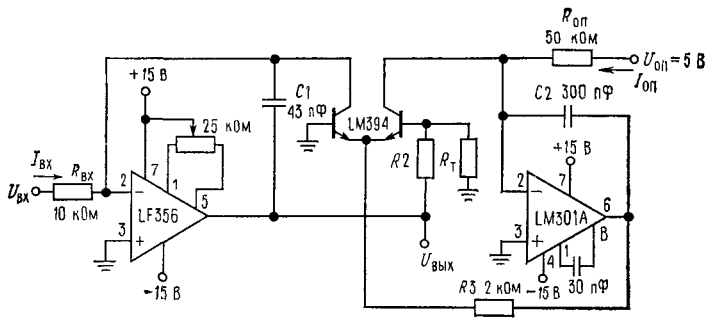

Схема измерения времени установления.
При определении времени установления используются интегральная схема LF155/6, включенная по схеме инвертора с единичным коэффициентом усиления, и интегральная схема LF157 с $K_U$=—5; полевой транзистор изолирует емкость щупа; выход = 10 В в виде скачка.



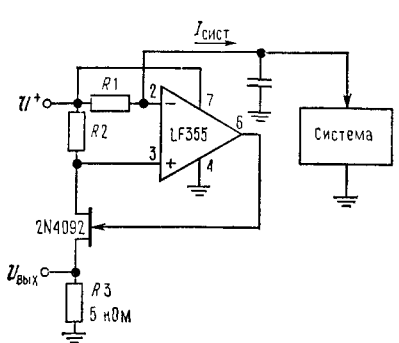

Выход инвертора для большого сигнала, $U_{вых}$ для схемы измерения времени установления.




Регулируемый источник опорного напряжения с малым дрейфом. $\Delta U_{вых}/\Delta T = \pm 0{,}002\%/°C$; все резисторы и потенциометры должны быть проволочными; $П_1$: регулировка дрейфа; $П_2$: регулировка $U_{вых}$; ИМС LF355 обеспечивает малый ток $I_{см}$, малый дрейф, малый потребляемый ток.




Быстродействующий логарифмический преобразователь.
Динамический диапазон: 100 мкА$\leqslant I_{вх} \leqslant$1 мА (5 декад); $|U_{вых}|$=1 В/декада; переходная характеристика: 3 мкс для $\Delta I_{вх}$ = 1 декада; $C_1$, $C_2$, $R_2$, $R_3$ — дополнительная динамическая коррекция; регулировкой $U_{сдв}$ LF356 минимизируется ошибка; $R_T$ — резистор типа 081+0,3%/°C фирмы Tel Labs; $|U_{вых}| = \left[1+\frac{R_L}{R_T}\right]\frac{kT}{q}\ln U_{вх} \times \left[\frac{R_{оп}}{U_{оп}R_{вх}}\right] = \log U_{вх}\frac{1}{R_{вх}I_{оп}}$, $R_2$=15,7 кОм, $R_T$= 1 кОм, 0,3%/°C (для температурной компенсации).

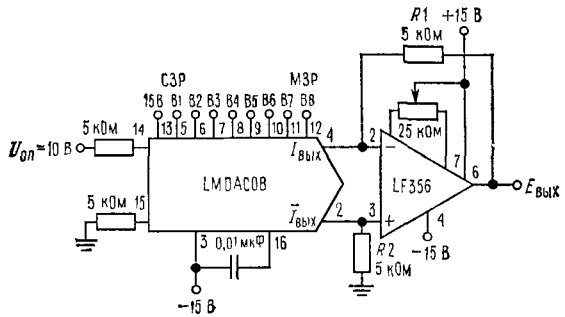



Прецизионный токовый монитор.
$U_{вых} = 5R_1/R_2$ (В/мА $I_{сист}$); $R_1$, $R_2$, $R_3$ — резисторы 0,1%; LF355 обеспечивает диапазон синфазных сигналов до диапазона питания, малый ток $I_{см}$, малое напряжение $U_{сдв}$ и малый питающий ток.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

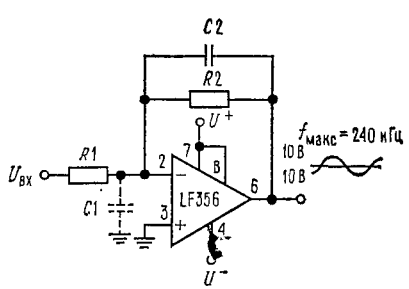


**Типовые применения** (продолжение)

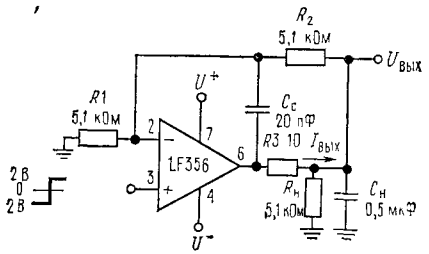



8-разрядный цифро-аналоговый преобразователь с симметрично смещенным двоичным кодом. Резисторы $R_1$, $R_2$ должны быть согласованы с точностью ±0,05%; время отклика для полного диапазона 3 мкс.

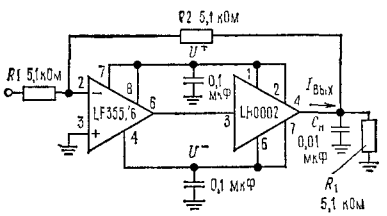
| $E_{вых}$ | B1 | B2 | B3 | B4 | B5 | B6 | B7 | B8 | Комментарии |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| +9,920 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | Положительный диапазон |
| +0,040 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | (+) Нуль шкалы |
| −0,040 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | (−) Нуль шкалы |
| −9,920 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | Отрицательный диапазон |



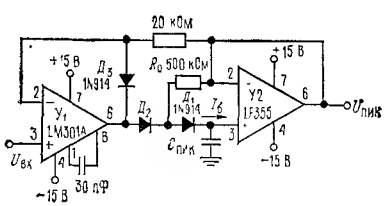

Широкополосный усилитель с низким уровнем шума и малым дрейфом. Полоса пропускания на полной мощности $f_{макс} = S_r/2\pi U_п$=240 кГц [1]; паразитная входная емкость $C_1$(~3 пФ для LF155, LF156 и LF157 плюс дополнительная емкость печатного монтажа) в сочетании с элементами обратной связи приводит к появлению нежелательного высокочастотного полюса. Для компенсации подключается дополнительный конденсатор $C_2$, причем должно выполняться условие: $R_2C_2 = R_1C_1$. ([1] Здесь $S_r$ — скорость нарастания, а $U_п$ — напряжение питания.— *Прим. ред.*)




Изоляция емкостных нагрузок.
Перерегулирование 6%; $t_у = 10$ мкс; при большой величине емкости $C_н$ скорость нарастания $U_{вых}$ определяется величиной $C_н$ и $I_{вых.макс}$: $\Delta U_{вых}/\Delta T = I_{вых}/C_н \approx \approx 0{,}02/0{,}5$ В/мкс $= 0{,}04$ В/мкс (для даиной емкости $C_н$).



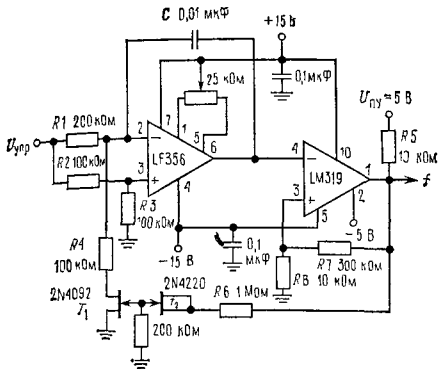

Подключение усилителя тока к LF156.
$I_{вых.макс} = 150$ мА ($R_н \geqslant 100$ Ом); $\Delta U_{вых}/\Delta T = 0{,}15/10^{-2}$ В/мкс для указанной на схеме емкости $C_н$; усилитель тока не вносит дополнительного фазового сдвига.



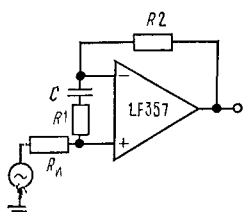

Пиковый детектор с малым дрейфом.
Включение в схему $Д_1$ и $R_0$ приводит к тому, что $U_{д1}=0$ в режиме хранения. Ток утечки $Д_2$ протекает через $R_0$; ток утечки определяется в основном током $I_б$ (LF155, LF156) плюс ток утечки конденсатора $C_{пик}$; диод $Д_3$ ограничивает напряжение $U_{вых}(У_1)$ величиной $U_{вх} - U_{д3}$, что повышает быстродействие и ограничивает обратное смещение $Д_2$; максимальная входная частота должна отвечать условию: $\leqslant {}^1/_{2\pi} R_0 C_{д2}$, где $C_{д2}$ — шунтирующая емкость $Д_2$.



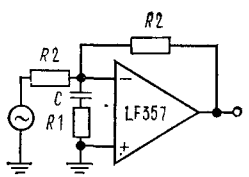
**Типовые применеиия** (продолжение)



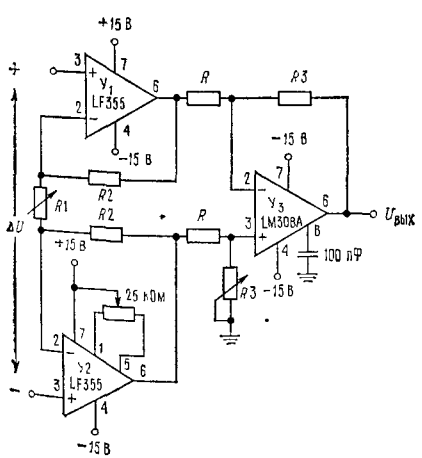

3-декадный ГУН.
$f = \dfrac{U_{упр}(R_8+R_7)}{[8U_{ПУ}R_8R_1]C}$, $0 \leqslant U_{упр} \leqslant 30$ В,
10 Гц $\leqslant f \leqslant$ 10 кГц; $R_1$, $R_4$ согласованы; линейность 0,1% в пределах двух декад.




Повторитель напряжения LF157.
$R_1C \geqslant 1/(2\pi)(5$ МГц);
$R_1 = (R_2+R_и)/4$;
$K_U$ по пост. току $= 1$;
$f_{-3\text{ дВ}} = 5$ МГц.

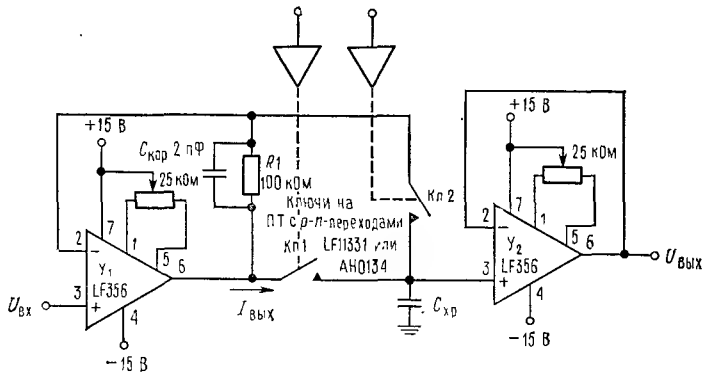



Инвертирующий усилитель с единичным усилением иа LF157. $R_1C \geqslant 1/(2\pi)(5$ МГц);
$K_U$ по пост. току $= -1$;
$f_{-3\text{ дВ}} \approx 5$ МГц.



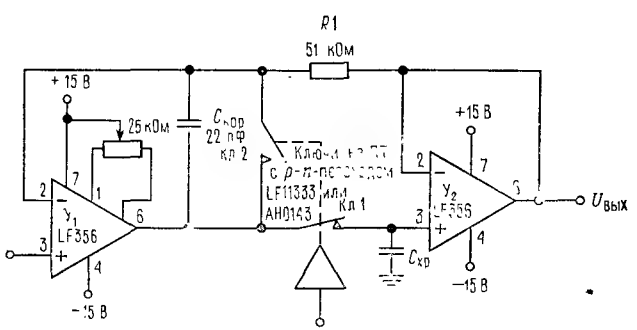

Высокоомный измерительный усилитель с малым дрейфом. $U_{вых} = [R_3/R(2R_2/R_1 + +1)]\,\Delta U$, $U^- + 2\text{ В} \leqslant U_{вх.\,сиф} \leqslant U^+$; $U_{сдв}$ схемы регулируется за счет $U_{сдв}$ усилителя $У_2$; $R_3$ регулируется так, чтобы КОСС составлял 120 дБ. Рекомендуется использовать резистивную матрицу для измерительных усилителей тила RA201 (фирма National Semiconductor).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman




Быстродействующая схема выборки-хранения.
Оба усилителя $У_1$, $У_2$ имеют независимые цепи обратной связи со стабильными характеристиками (перерегулирование пренебрежимо мало); время выборки $T_{выб}$ определяется выражением ($S_r$ — скорость нарастания)

$T_{выб} \approx [2R_{вкл} \cdot U_{вх} \cdot C_{хр} S_r]^{1/2}$ при условии $U_{вх} < 2\pi S_r R_{вкл} C_{хр}$ и $T_{выб} > (U_{вх} C_{хр} / I_{вых.\,макс})$, $R_{вкл}$ соответствует $Кл_1$, а если неравенство вычислить нельзя, то $T_{выб} \approx U_{вх} C_{хр}/20$ мА; LF156 обеспечивает полный диапазон выходного сигнала при условии, что $U_{вх} \geqslant 1$ В; добавление $Кл_2$ повышает точность за счет того, что ключ $Кл_1$ оказывается охваченным петлей обратной связи; точность схемы в целом определяется точностью обоих усилителей $У_1$ и $У_2$.

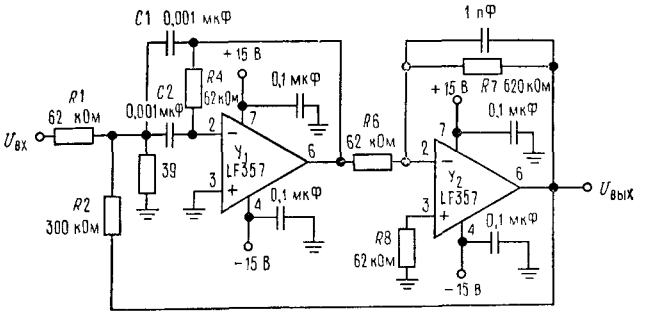



Высокоточная схема выборки-хранения.
Если цепь обратной связи замкнута через $У_2$, то точность $U_{вых}$ будет целиком определяться $У_1$. Для $У_2$ не требуется регулировать $U_{сдв}$; $T_{выб}$ можно оценить так же, как в предыдущем случае, но в данном случае перерегулированием пренебрегать нельзя из-за дополнительной задержки в цепи обратной связи $У_2$; в целом схема обладает меньшим быстродействием, чем быстродействующая схема выборки-хранения; $R_1 C_{корр}$ — для дополнительной коррекции; схема LF156 обеспечивает малое время установления и малую величину $U_{сдв}$.

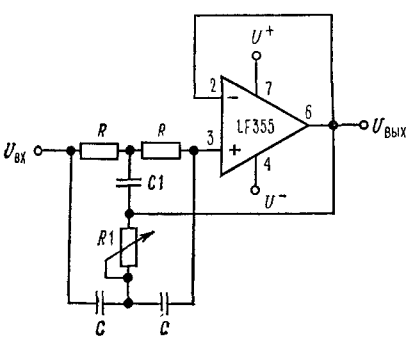
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Типовые применения** (продолжение)




Полосовой фильтр с высокой добротностью.
Положительная обратная связь $R_2$ увеличивает $Q$ до 40; $f_{центр} = 100$ кГц; $U_{вых}/U_{вх} = 10\sqrt{Q}$; рекомендуется тщательно очищать печатную плату; отклик для тонового импульса 1 В от пика до пика равен 300 мкс.




Заграждающий фильтр с высокой добротностью $Q$.
$2R_1 = R = 10$ МОм; $2C = C_1 = 300$ пФ; для получения высокого значения $Q$ конденсаторы должны быть согласованы; $f_{загр} = 120$ Гц, подавление = −55 дБ, $Q > 100$; схема LF155 обеспечивает малый ток $I_б$ и малый потребляемый ток.

## Монолитные ОУ с входом на ПТ с $p$ — $n$-переходом типа LF/155/LF156/LF157

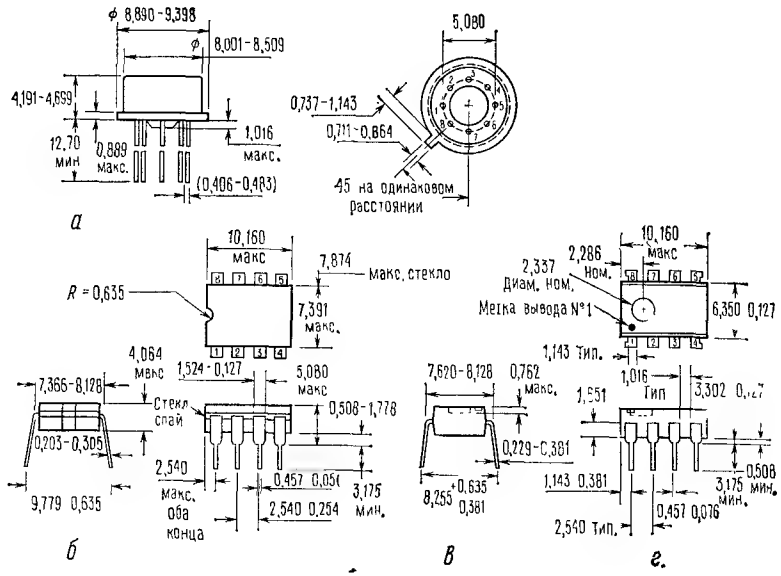
### Терминология

**Входное напряжение сдвига**: напряжение, которое нужно задать между входами через одинаковые сопротивления, чтобы выходное напряжение было равно нулю.

**Входной ток сдвига**: разность входных токов, когда напряжение на выходе равно нулю.

**Входной ток смещения**: среднее значение двух входных токов.

**Диапазон входного синфазного сигнала**: диапазон напряжений на входах, в котором усилитель сохраняет свою работоспособность. Если нет специальной оговорки, то в полном диапазоне синфазного напряжения характеристики усилителя не гарантируются.




Габаритные размеры (в мм).

*а* — металлический корпус TO-99 (типа H), порядковые номера:

LF155AH LF355AH
LF156AH LF356AH
LF157AH LF357AH
LF155H LF355H
LF156H LF356H
LF157H LF357H
LF255H LF355BH
LF256H LF356BH
LF257H LF357BH

фирменный номер корпуса — H08B;

*б* — объемный корпус с двухрядным расположением выводов (J-типа), порядковые номера:

LF155J LF255J LF355J LF355J
LF156J LF256J LF356J LF356J
LF157J LF257J LF357J LF357J

фирменный номер корпуса — J08A;

*в* — штампованный корпус с двухрядным расположением выводов (типа N), порядковые номера корпусов:

LF355N LF355N
LF356N LF356N
LF357N LF357N

фирменный номер корпуса — N08A.

Изготавливаются в соответствии со следующими патентами США:
3083262, 3189758, 3231797, 3303356, 3317671, 3323071, 3381071, 3408542, 3421025, 3426423, 3440498, 3518750, 3519897, 3557431, 3560765, 3566218, 3571630, 3575609, 3579059, 3593069, 3597640, 3607469, 3617859, 3631312; 3633052, 3638131, 3648071, 3651565, 3693248.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Коэффициент ослабления синфазного сигнала**: отношение диапазона входного синфазного сигнала к изменению от пика до пика входного напряжения сдвига в этом диапазоне.

**Входное сопротивление**: отношение изменения входного напряжения к изменению входного тока на одном из входов при условии, что другой вход заземлен.

**Потребляемый ток**: ток, который должен давать источник питания для того, чтобы в отсутствие нагрузки напряжение на выходе усилителя было равно половине разности напряжений источников.

**Размах выходного напряжения**: размах выходного напряжения от пика до пика, измеренный относительно нулевого уровня, при котором не происходит срез вершины.

**Коэффициент усиления по напряжению для большого сигнала**: отношение размаха выходного напряжения к изменению входного напряжения, которое необходимо для того, чтобы напряжение на выходе изменилось от нуля до этого значения.

**Коэффициент ослабления влияния напряжения источника питания**: отношение изменения входного напряжения сдвига к вызвавшему его изменению напряжения источника питания. Типовые графики, приводимые в этом паспорте, отражают значения для независимого изменения каждого источника. Однако, как принято на практике, эти характеристики измеряются для двух источников, изменяющихся одновременно.

**Время установления**: время, необходимое для того, чтобы установилось допустимое значение ошибки между входом и выходом после того, как на вход схемы, указанной в типовом примере, подан сигнал.

## Стабилизаторы напряжения (National Semiconductor)

### 3-Выводные регулируемые стабилизаторы напряжения LM117/LM217/LM317

**Общее описание.** Интегральные схемы LM117/LM217/LM317 представляют собой регулируемые 3-выводные стабилизаторы положительного напряжения, обеспечивающие выходной ток 1,5 А в диапазоне выходного напряжения от 1,2 до 37 В. Они очень удобны в обращении и требуют только два внешних резистора для установки выходного напряжения. Стабилизация по сети (по входу) и по нагрузке выше, чем при использовании стандартных фиксированных (заземленных) стабилизаторов. Кроме того, LM117 размещен в стандартных транзисторных корпусах, которые удобно устанавливать на печатных платах.

Помимо того что схемы серии LM117 обладают лучшими характеристиками, чем фиксированные стабилизаторы, они обеспечивают полную защиту от перегрузки, что возможно только в ИМС. В одном кристалле предусматривается ограничение по току, защита от перегрева, перегрузки и защита безопасной зоны. Вся схема защиты от перегрузки остается полностью работоспособной даже в том случае, когда вывод регулировки не задействован.

*Свойства:*

- Регулируемый выход вплоть до 1,2 В
- Гарантированный выходной ток 1,5 А
- Типовая стабилизация по входу 0,01%/В
- Типовая стабилизация по нагрузке 0,1%
- Предельное значение тока не зависит от температуры
- 100%-ная повторяемость по электрическим характеристикам
- Нет необходимости иметь запасы источников на различные напряжения
- Используется стандартный 3-выводной транзисторный корпус
- Ослабление пульсаций на 80 дБ

Обычно конденсаторы не требуются, если только устройство не расположено вдалеке от входных фильтрующих конденсаторов. В этом случае вход необходимо шунтировать. Дополнительный выходной конденсатор можно использовать для улучшения переходной характеристики. Если зашунтировать вывод регулировки, то можно получить очень высокие значения коэффициента ослабления пульсаций, которые трудно получить с помощью стандартных 3-выводных стабилизаторов.

Помимо того что LM117 заменяет фиксированные стабилизаторы, эта интегральная схема находит широкое применение и в других приложениях В связи с тем, что стабилизатор является «плавающим» и для него имеет значение только разность (перепад) напряжения между входом и выходом, можно строить источники на напряжения до нескольких сотен вольт; ограничение накладывается только превышением максимума перепада напряжений между входом и выходом.

На основе этой схемы достаточно просто построить импульсный стабилизатор, стабилизатор с программируемым выходом, а при включении между выходом и выводом регулировки фиксированного резистора LM117 можно использовать в качестве прецизионного стабилизатора тока [1]. Можно получить источник с электронным выключением, если закорачивать вывод регулировки на землю; при этом на выходе будем иметь 1,2 В, т. е. напряжение, соответствующее очень малому току для большинства нагрузок.

Для LM117K, LM217K и LM317K используют стандартные транзисторные корпуса TO-3, для LM117H, LM217H и LM317H — транзисторные корпуса TO-5 с коваровым основанием. LM117 работает в диапазоне от —55 до +150°C, LM217 — от —25 до 150° и LM317 — от 0 до 125°C. Интегральные схемы LM317T и LM317MP, работающие в интервале температур от 0 до +125°C, изготовляют в пластмассовых корпусах TO-220 и TO-202 соответственно.

Для применений, в которых выходной ток должен превышать 3 А и 5 А, предназначены LM150 и LM138 соответственно. Если требуется иметь отрицательное дополнительное напряжение, то рекомендуем обратиться к LM137.

**Корпуса и мощностные характеристики элемеитов серии LM117**

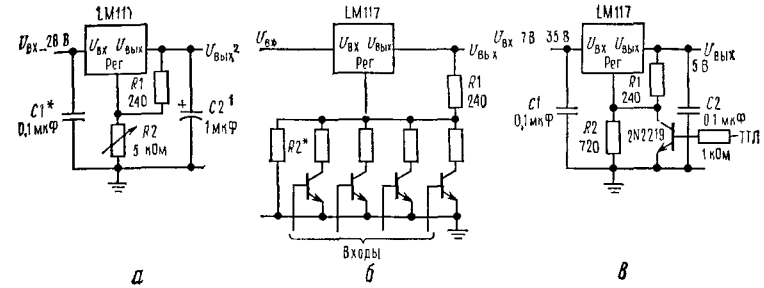
| Элемеит | Тип корпуса | Предельиая рассеиваемая мощность, Вт | Номинальный ток нагрузкн, А |
|---|---|---|---|
| LM117<br>LM217<br>LM317 | TO-3 | 20 | 1,5 |
| | TO-39 | 2 | 0,5 |
| LM317T | TO-220 | 15 | 1,5 |
| LM317M | TO-202 | 7,5 | 0,5 |

[1] Нагрузка включается между выводом регулировки и землей.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**Типовые применения**




*а* — регулируемый стабилизатор напряжения 1,2—25 В.
[1] необязательный элемент — улучшает переходную характеристику; * необходим в том случае, когда схема расположена вдалеке от фильтрующих конденсаторов;
[2] $U_{вых} = 1{,}25\ В[1+(R_2/R_1)]$.
*б* — цифровая установка выхода.
* устанавливает максимальное значение $U_{вых}$.
*в* — стабилизатор иапряжения на 5 В для логических схем с электронным выключением минимальное выходиое напряжение ≈ 1,2 В.

*Предельные (максимальные) значения параметров:*

| Рассеиваемая мощность | Имеет встроенное ограничение |
|---|---|
| Перепад напряжения между входом и выходом | 40 В |
| Рабочий температурный диапазон для $p-n$-переходов | |
| LM117 | От —55 до +150°C |
| LM217 | От —25 до +150°C |
| LM317 | От 0 до +125°C |
| Температура хранения | От —65 до +150°C |
| Температура пайки выводов (продолжительность пайки 10 с) | 300°C |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## Электрические характеристики (прим. 1)

| Параметр | Условия измерения | LM117/217 мин. | LM117/217 тип. | LM117/217 макс | LM317 мин. | LM317 тип. | LM317 макс. | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Стабилизация по входу | $T_{окр}=25°C$, 3 В $\leqslant U_{вх}-U_{вых}\leqslant 40$ В (прим. 2) | | 0,01 | 0,02 | | 0,01 | 0,04 | %/В |
| Стабилизация по нагрузке | $T_{окр}=25°C$, 10 мА $\leqslant I_{вых}\leqslant I_{макс}$, | | | | | | | |
| | $U_{вых}\leqslant 5$ В (прим. 2) | | 5 | 15 | | 5 | 25 | мВ |
| | $U_{вых}\geqslant 5$ В (прим. 2) | | 0,1 | 0,3 | | 0,1 | 0,5 | % |
| Ток вывода регулировкн | | | 50 | 100 | | 50 | 100 | мкА |
| Изменение тока вывода регулировки | 10 мА $\leqslant I_{в}\leqslant I_{макс}$, 2,5 В $\leqslant (U_{вх}-U_{вых})\leqslant 40$ В | | 0,2 | 5 | | 0,2 | 5 | мкА |
| Опорное напряжение | 3 В $\leqslant (U_{вх}-U_{вых})\leqslant 40$ В (прим. 3), 10 мА $\leqslant I_{вых}\leqslant I_{макс}$, $P\leqslant P_{макс}$ | 1,20 | 1,25 | 1,30 | 1,20 | 1,25 | 1,30 | В |
| Стабилизация по входу | 3 В $\leqslant U_{вх}-U_{вых}\leqslant 40$ В (прим. 2) | | 0,02 | 0,05 | | 0,02 | 0,07 | %/В |
| Стабилизация по нагрузке | 10 мА $\leqslant I_{вых}\leqslant I_{макс}$ (прим. 2), | | | | | | | |
| | $U_{вых}\leqslant 5$ В | | 20 | 50 | | 20 | 70 | мВ |
| | $U_{вых}\geqslant 5$ В | | 0,3 | 1 | | 0,3 | 1,5 | % |
| Температурная стабильность | $T_{мин}\leqslant T_{п}\leqslant T_{макс}$ | | 1 | | | 1 | | % |

*Продолжение*

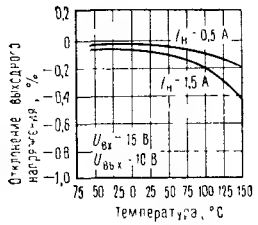
| Параметр | Условия измерения | LM117/217 мин. | LM117/217 тип. | LM117/217 макс. | LM317 мии. | LM317 тип. | LM317 макс. | Единица измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Минимальный ток нагрузки | $U_{вх}-U_{вых}=40$ В | | 3,5 | 5 | | 3,5 | 10 | мА |
| Предельно допустимый ток нагрузки | $U_{вх}-U_{вых}\leqslant 15$ В, | | | | | | | |
| | корпус К и Т | 1,5 | 2,2 | | 1,5 | 2,2 | | А |
| | корпус Н и Р | 0,5 | 0,8 | | 0,5 | 0,8 | | А |
| | $U_{вх}-U_{вых}=40$ В, | | | | | | | |
| | корпус К и Т | | 0,4 | | | 0,4 | | А |
| | корпус Н и Р | | 0,07 | | | 0,07 | | А |
| Среднеквадратичный выходной шум, в % от $U_{вых}$ | $T_{окр}=25°C$, 10 Гц $\leqslant f\leqslant 10$ кГц | | 0,003 | | | 0,003 | | % |
| Коэффициент подавления пульсаций | $U_{вых}=10$ В, $f=120$ Гц | | 65 | | | 65 | | дБ |
| | $C_{рег}=10$ мкФ | 66 | 80 | | 66 | 80 | | дБ |
| Долговременная стабильность | $T_{окр}=125°C$ | | 0,3 | 1 | | 0,3 | 1 | % |
| Температурное сопротивление между переходом и корпусом | Корпус Н | | 12 | 15 | | 12 | 15 | °С/Вт |
| | Корпус К | | 2,3 | 3 | | 2,3 | 3 | °С/Вт |
| | Корпус Т | | | | | 5 | | °С/Вт |
| | Корпус Р | | | | | 12 | | °С/Вт |

Примечание 1. Если нет специальной оговорки, эти характеристики соответствуют следующим условиям: $-55°C\leqslant T_{п}\leqslant +150°C$ для LM117, $-25°C\leqslant T_{п}\leqslant +150°C$ для LM217 и $0°C\leqslant T_{п}\leqslant +125°C$ для LM317; $U_{вх}-U_{вых}=5$ В и $I_{вых}=0{,}1$ А для корпуса ТО-5 и $I_{вых}=0{,}5$ А для корпусов ТО-3 и ТО-220. Хотя рассеиваемая мощность ограничена внутренними средствами, эти характеристики соответствуют рассеиваемой мощности 2 Вт для ТО-5 и 20 Вт для ТО-3 и ТО-220. Ток $I_{макс}$ равен 1,5 А для ТО-3 и ТО-220 и 0,5 А для ТО-5.

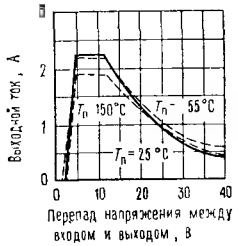
Примечание 2. Стабилизация измеряется при постоянной температуре перехода. Изменения выходного напряжения, обусловленные нагревом, следует учитывать отдельно. Для измерений использованы импульсы с большим периодом повторения.

Примечание 3. Имеются отобранные устройства с уменьшенным допуском

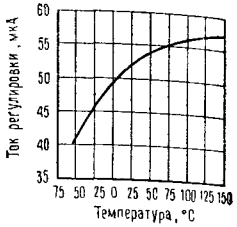
**Типовые характеристнки для корпусов К и Т**



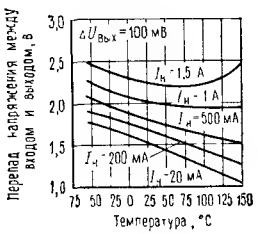

Стабилизация по нагрузке.



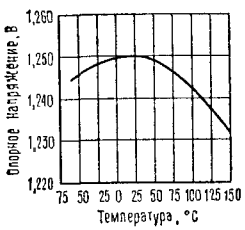

Предельный ток.



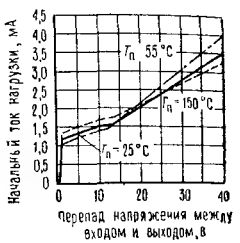

Ток вывода регулировки



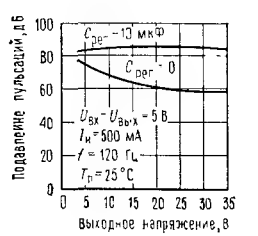

Напряжение срабатывания защиты.



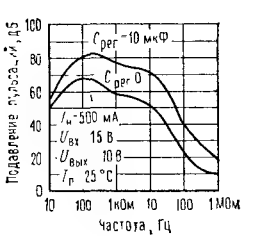

Температурная стабильность.



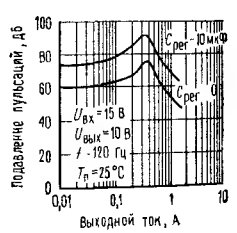

Миниальный рабочий ток.



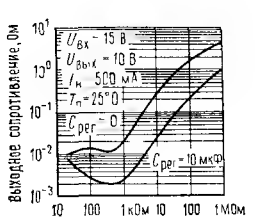

Подавление пульсаций.



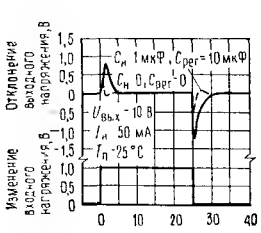

Подавление пульсаций.



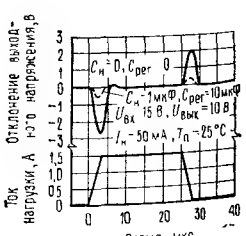

Подавление пульсаций.




Выходное сопротивление.




Переходная характеристика при входном возмущении.




Переходная характеристика при возмущении по нагрузке.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



*Замечания по применению*

Включенный LM117 формирует опорное напряжение $U_{оп}$ с номинальным значением 1,25 В между выходом схемы и выводом регулировки (рис. 1). Опорное напряжение падает на программирующем резисторе $R_1$, и так как это напряжение является постоянным, то через резистор установки выхода $R_2$ протекает постоянный ток, определяющий выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_{оп}[1 + (R_2/R_1)] + I_{рег}R_2.$$

Ток 100 мкА, протекающий через вывод регулировки, создает ошибку, поэтому схема LM117 была разработана с учетом необходимости минимизировать $I_{рег}$ и сделать его независимым от изменений на входе и в нагрузке. Для этого от выхода через $R_1$ и $R_2$ должен отбираться ток, равный начальному току нагрузки. Если нагрузка на выходе недостаточна, то напряжение на выходе увеличится.

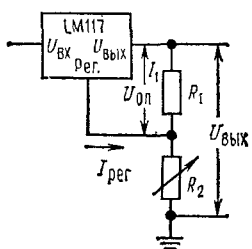



**Рис. 1.**

**Внешние конденсаторы.** Рекомендуется использовать шунтирующий конденсатор на входе. Почти во всех практических случаях для этой цели подойдет дисковый конденсатор емкостью 0,1 мкФ или танталовый конденсатор емкостью 1 мкФ. Схема более чувствительна к отсутствию шунтирующего конденсатора на входе, когда используется конденсатор на выводе регулировки и выходной конденсатор, но указанные выше значения емкости на входе устраняют возможные трудности.

Для более сильного подавления пульсаций в LM117 можно зашунтировать на землю вывод регулировки. Шунтирующий конденсатор в данном случае предотвращает усиление пульсаций при увеличении выходного напряжения. Шунтирующий конденсатор емкостью 10 мкФ обеспечивает ослабление пульсаций на 80 дБ при любом уровне на выходе. На частотах выше 120 Гц увеличение емкости выше значения 10 мкФ не вызывает соответствующего увеличения коэффициента подавления пульсаций. При использовании шунтирующего конденсатора иногда нужно использовать защитные диоды для предотвращения разряда конденсатора через внутренние слаботочные цепи и разрушения схемы.

В общем наиболее подходящими являются танталовые конденсаторы. Танталовые конденсаторы обладают низким импедансом даже на высоких частотах. На высоких частотах алюминиевый электролитический конденсатор емкостью 25 мкФ эквивалентен танталовому конденсатору емкостью 1 мкФ. На высоких частотах хорошо использовать также керамические конденсаторы, но у некоторых типов таких конденсаторов на частотах вблизи 5 МГц наблюдается большой спад емкости. В связи с этим может оказаться, что дисковый керамический конденсатор емкостью 0,01 мкФ работает лучше в качестве шунтирующего, чем дисковый конденсатор емкостью 0,1 мкФ.

Хотя схема LM117, как и всякая схема с обратной связью, работает стабильно и без выходных конденсатороз, некоторые значения внешних емкостей могут привести к чрезмерному «звону». Это относится к диапазону емкостей от 500 до 5000 пФ. Танталовый конденсатор емкостью 1 мкФ или алюминиевый электролит емкостью 25 мкФ на выходе устраняет этот эффект и обеспечивает стабильность.

**Стабилизация по нагрузке.** LM117 может обеспечить очень хорошую стабилизацию по нагрузке, но для получения самых хороших характеристик следует принять некоторые меры. Резистор, задающий ток, подключаемый между выводом регулировки и выходом (обычно имеет сопротивление 240 Ом), следует подключать непосредственно к выходу стабилизатора, а не вблизи нагрузки. Это устраняет возможность того, что падение напряжения в линии будет последовательно опорному напряжению и ухудшит стабилизацию. Например, стабилизатор напряжения 14 В с сопротивлением 0,05 Ом между стабилизатором и нагрузкой обеспечивает следующую стабилизацию по нагрузке с учетом сопротивления линии: 0,05 Ом·$I_н$. Если задающий резистор подключить вблизи нагрузки, то эффективное сопротивление линии будет равно 0,05 Ом $[1+(R_2/R_1)]$, т. е. в данном случае стабилизация будет в 11,5 раза хуже.

Рис. 2 иллюстрирует влияние резистора, подключаемого между стабилизатором и задающим резистором с сопротивлением 240 Ом.

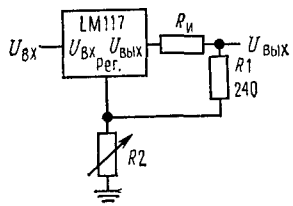



Рис. 2. Стабилизатор с сопротивлением линии на выводе выхода.

При использовании корпуса ТО-3 нетрудно уменьшить сопротивление между корпусом и задающим резистором, для этого нужно использовать два отдельных провода. Одиако при использовании корпуса ТО-5 нужно принять меры для того, чтобы уменьшить длину провода, присоединяемого к выходу. Один конец резистора $R_2$ можно подключить к земле вблизи земли нагрузки, это обеспечивает возможность дистанциоиного управления землей и улучшает стабилизацию по нагрузке.

**Защитные диоды.** При подключении внешних конденсаторов к любым стабилизаторам на интегральных схемах иногда необходимо подключать защитные диоды для предотвращения разряда конденсаторов через слаботочные цепи стабилизатора. Большинство конденсаторов емкостью 10 мкФ имеют достаточно небольшое внутреннее последовательное сопротивление, на котором при закорачивании возникает пиковый импульс тока величиной до 20 А. Хотя этот всплеск имеет небольшую длительность, он обладает достаточной энергией для разрушения интегральной схемы.

Если к стабилизатору подключен выходной конденсатор и вход закорочен, то выходной конденсатор разряжается через выход стабилизатора. Ток разряда зависит от величины емкости, выходного напряжения стабилизатора и скорости спада $U_{вх}$.

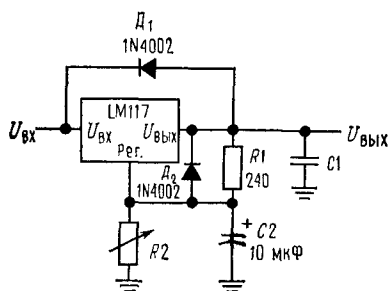
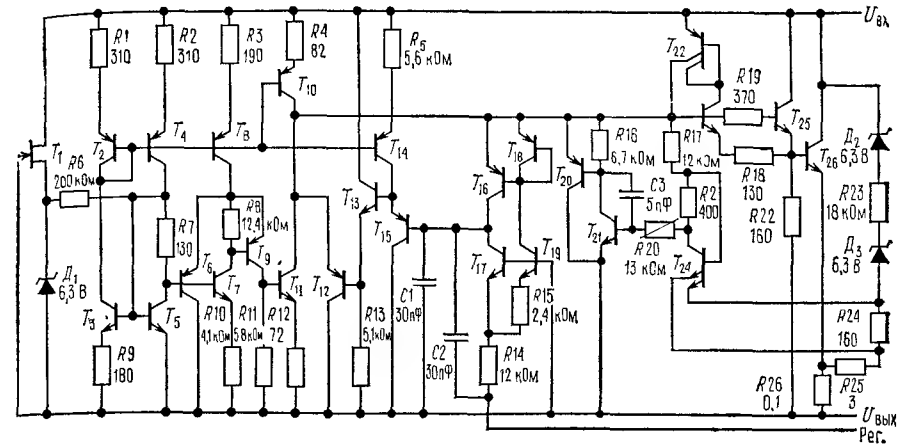



Рис. 3. Стабилизатор с защитными диодами.
$U_{вх} = 1{,}25$ В $[1+(R_2/R_1)] + R_2 I_{рег}$; $Д_1$ обеспечивает защиту для $C_1$; $Д_2$ обеспечивает защиту для $C_2$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



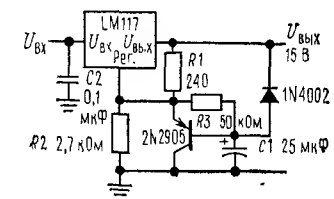



Принципиальная схема. Резистор $R_6$—подстроечный.

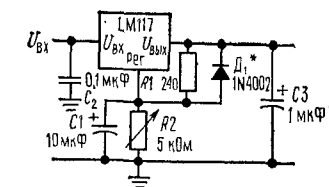
В LM117 цепь разряда проходит через большой переход, который выдерживает без последствий пик тока 15 А. Этого нельзя сказать о других типах стабилизаторов положительного напряжения. Для выходиых коиденсаторов емкостью 25 мкФ и ниже нет необходимости использовать диоды.

Шунтирующий конденсатор вывода регулировки может разряжаться через слаботочный переход. Разряд происходит тогда, когда закорочен *или* вход, *или* выход. В LM117 имеется внутренний резистор 50 Ом, который ограничивает пиковый ток разряда. Для выходных напряжений, не превышающих 2 В, и конденсаторов с емкостью до 10 мкФ защита не нужна. На рис. 3 показан стабилизатор LM117 с защитными диодами, которые предназначены для выходных напряжений выше 25 В и больших выходных емкостей.

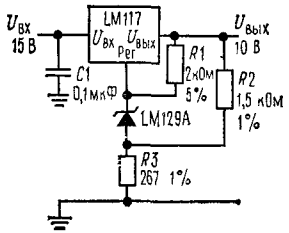
**Типовые применения (продолжение)**



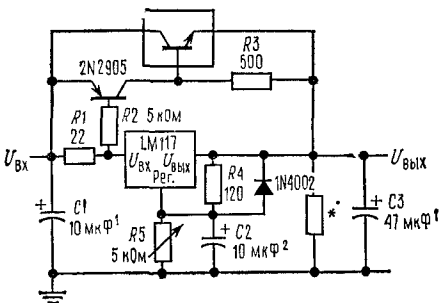

Стабилизатор напряжения 15 В с замедленным включением.




Регулируемый стабилизатор с улучшенным коэффициентом подавления пульсаций.
[1]) Танталовый; * разряжает $C_1$, если зыход замкнут накоротко на землю.



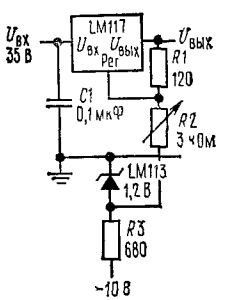

**Стабилизатор напряжения 10 В с повышенной стабильностью.**



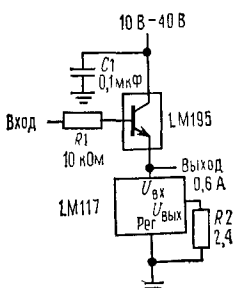

Высокоточный регулируемый стабилизатор напряжения (три LM195, соединенные параллельно, обозначены как транзистор в прямоугольнике.)

1) Танталовый; * минимальный нагрузочный ток 30 мА;

2) Необязательный элемеит, увеличивает подавление пульсаций.



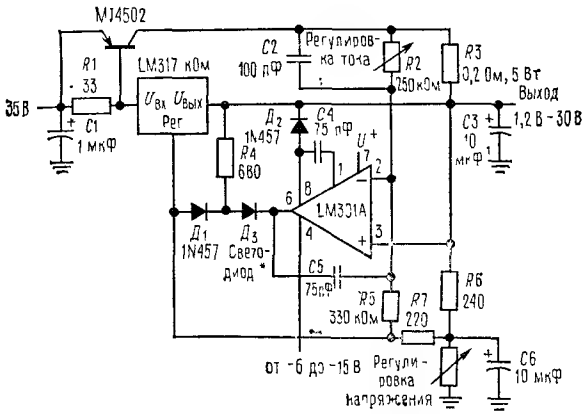

**Стабилизатор напряжения от 0 до 30 В.**




**Мощный повторитель.**



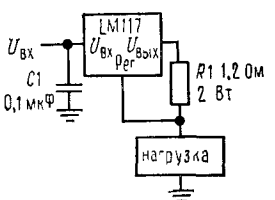
**Типовые применения** (продолжение)



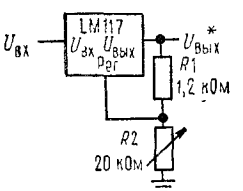

Стабилизатор постоянного напряжения / постоянного тока на 5 А.

1) Танталовый; * излучает свет в режиме стабилизации тока.

(В схеме опечатка: вместо LM317 кОм следует читать LM 317 К.— *Прим. ред.*)

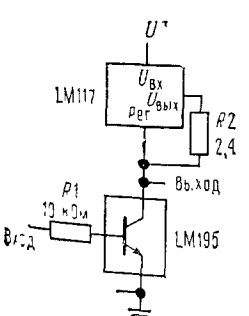



Стабилизатор тока 1 А.




Стабилизатор напряжения 1,2—20 В с заданным минимальным током.

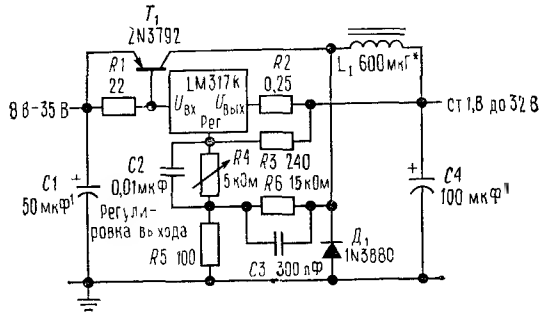
* Минимальный ток нагрузки ~4 мА.



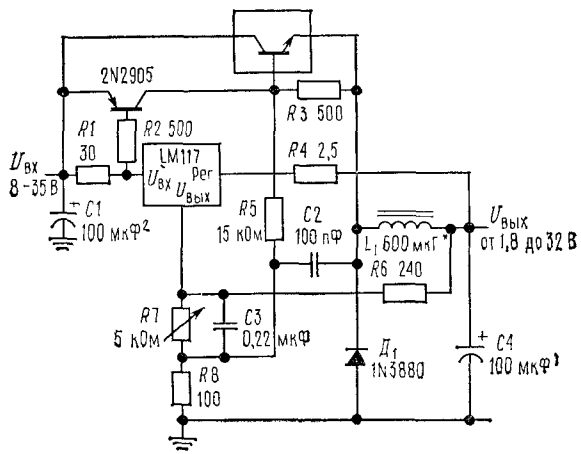

**Усилитель с большим коэффициентом усиления.**



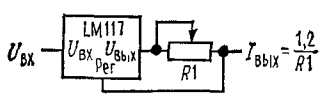
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman




Недорогой импульсный стабилизатор на 3 А.
1) Танталовый; * сердечник типа Arnold A-254168-2 имеет 60 витков.



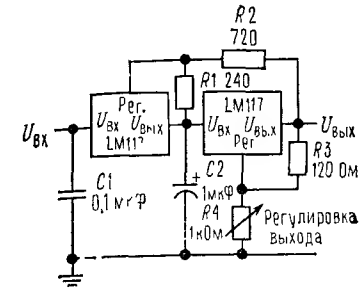

Импульсный стабилизатор на 4 А с защитой от перегрузки (три LM195, соединенные параллельно, обозначены транзистором в прямоугольнике).
1) Танталовый; * сердечник типа Arnold A-254168-2 имеет 60 витков.



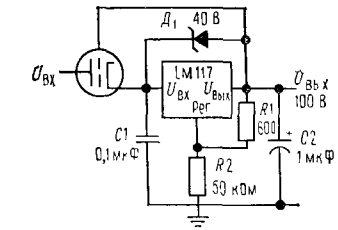

Прецизионный ограничитель тока.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

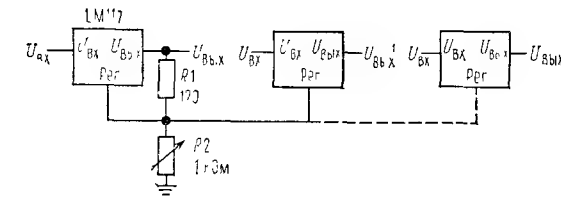




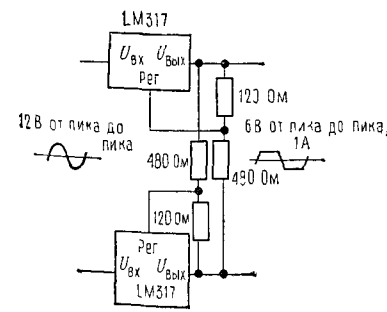

Следящий предстабилизатор.



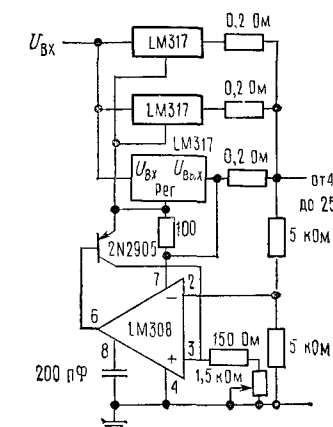

Высоковольтный стабилизатор.



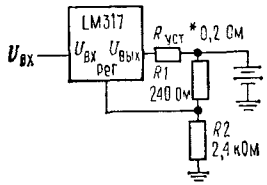

Блок регулируемых стабилизаторов с единым управлением.
* Разброс выходов в пределах ±100 мВ; 1) минимальная нагрузка 10 мА.



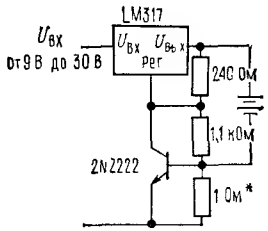

Стабилизатор напряжения переменного тока.



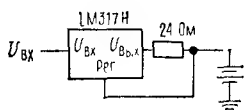

Регулируемый стабилизатор на 4 А.




Зарядное устройство для аккумулятора на 12 В.
* $R_{уст}$ устанавливает выходное сопротивление схемы равным $R_{вых} = R_{уст}[1+(R_2/R_1)]$; $R_{уст}$ обеспечивает небольшую скорость заряда при полностью заряженной батарее.

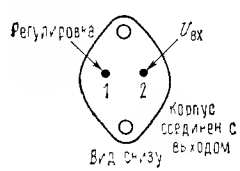



Зарядное устройство на 6 В с ограничением тока.
* Устанавливает пиковое значение тока (0,6 А для 1 Ом).

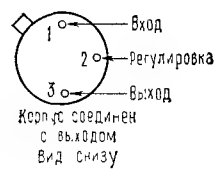



Зарядное устройство для батареи с постоянным выходным током 50 мА.

**Схема подключения**



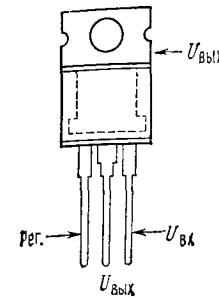

Металлический корпус.
Порядковые номера LM117K, LM217K или LM317K, см. корпус 18.



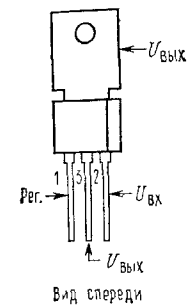

Металлический корпус.
Порядковые номера LM117H, LM217H или LM317H, см. корпус 9.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman






Пластмассовый корпус.
Порядковый номер LM317T, см. корпус 26.




Пластмассовый корпус.
Порядковый номер LM317P, см. корпус 37.

Производятся в соответствии со следующими патентами США: 3083262, 3189758, 3231797, 3303356, 3317671, 3323071, 3381071, 3408542, 3421025, 3426423, 3440498, 3518750, 3519897, 3557431, 3560765, 3566218, 3571630, 3575609, 3579059, 3593069, 3597640, 3607469, 3617859, 3631312, 3633052, 3638131, 3648071, 3651565, 3693248.

Фирма не несет ответственности за применение представленных здесь схем, патентов на схемы нет, фирма оставляет за собой право без предупреждения изменять указанные схемы.

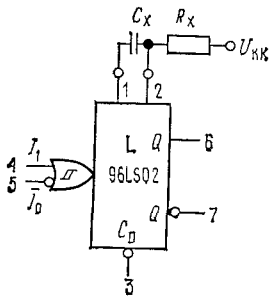
Октябрь 1978 г.

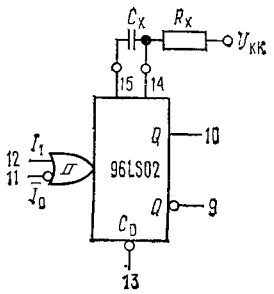
## 96LS02
## Сдвоенный ждущий мультивибратор с перезапуском и установкой на основе маломощных элементов Шоттки [1]

**Описание.** Интегральная схема 96LS02 представляет собой сдвоенный ждущий мультивибратор с перезапуском и установкой на основе маломощных элементов Шоттки. Она обеспечивает широкий диапазон задержки, стабильность работы, наперед заданную точность и устойчивость к шумам. Ширина импульса устанавливается с помощью внешнего резистора и конденсатора. Схема 96LS02 может работать с время задающими резисторами с сопротивлением до 1 МОм, за счет этого уменьшается емкость конденсаторов. Входы обладают гистерезисом, за счет этого повышается устойчивость к шумам. Схема 96LS02 полностью совместима с ТТЛ-элементами.

- Необходимая величина времязадающих емкостей уменьшена в 10—100 раз по сравнению с другими схемами
- Широкий диапазон сопротивления времязадающих резисторов — от 1 кОМ до 1 МОм
- С помощью резистивной схемы ширину (длительность) выходного импульс можно изменять в диапазоне 1300 : 1
- Задержка срабатывания составляет 35 нс
- Стабильность ширины (длительности) выходного импульса ±0,5% в интервале температур от 0 до 70°С

[1] Fairchild Camera and Instrument Corp. Printed in USA




Условное обозначение на схемах.
$U_{кк}$ — вывод 16, земля — вывод 8.

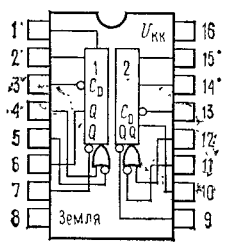



Схема соединений для корпуса с двухрядным расположением выводов (вид сверху).
* Выводы для внешней синхроиизации.

- Стабильность ширины (длительности) выходного импульса определяется величиной ±0,7% в диапазоне питающих напряжений от 4,75 до 5,25 В
- Изменение ширины импульса от устройства к устройству определяется величиной ±5%
- На обоих запускающих входах гистерезис 0,3 В
- Ширина выходного импульса не зависит от периода повторения
- Ширина выходного импульса в диапазоне от 35 нс до ∞
- Установка через 20 нс
- Имеет такие же выводы, как 9602, 96L02, 96S02

*Обозначение выводов*

| | Нагрузка (прим. А), ед. нагр. | |
|---|---|---|
| | Высокий уровень (ВУ) | Низкий уровень (НУ) |
| $\overline{I_0}$ — вход триггера Шмитта (возбуждается низким уровнем) | 0,5 | 0,625 |
| $I_1$ — вход триггера Шмитта (возбуждается высоким уровнем) | 0,5 | 0,625 |
| $\overline{C_D}$ — вход сброса (возбуждается низким уровнем) | 0,5 | 0,625 |
| $Q$ — выход импульса прямой (прим. Б) (основной выход) | 10 | 5/2,5 |
| $\overline{Q}$ — инверсный выход (прим. Б) | 10 | 5/2,5 |

Примечания: А. Единичная нагрузка ТТЛ-элемента (ед. нагр.)=40 мкА ВУ/1,6 мА НУ. В. При низком уровне на выходе коэффициент разветвления по выходу составляет 2,5 ед. нагр. для всего температурного интервала у схем военного назначения и 5 ед. нагр. у схем коммерческого назначения.



**Функциональное описание.** Сдвоенный ждущий мультивибратор с перезапуском и установкой 96LS02 имеет по два триггерных входа на элемент со связями по постоянному току, один — для высокого уровня сигнала ($I_1$), а другой — для низкого уровня ($\overline{I_0}$). Оба входа подключены к внутреннему триггеру Шмитта с гистерезисом 0,3 В, что повышает устойчивость схемы к шумам. Наличие входов для высокого и низкого уровня сигналов позволяет производить запуск схемы передним или задним фронтом импульса, а также позволяет работать без перезапуска. В связи с тем, что входы имеют связи по постоянному току, запуск не зависит от продолжительности переходных процессов на входах. Если условия запуска на входе соблюдены, то на выходе $Q$ появляется высокий уровень, внешний конденсатор быстро разряжается и затем заряжается. Если в течение периода синхронизации на входе возникает запускающий импульс, то он перезапускает 96LS02 и в результате на выходе $Q$ сохраняется высокий уровень. Выходной импульс можно в любой момент снять (установить на выходе $Q$ низкий уровень), если на вход непосредственного сброса $C_D$ подать низкий уровень. Перезапуск можно запретить, если соединить выход $\overline{Q}$ и вход $\overline{I_0}$ или выход $Q$ и вход $I_1$.

**Правила работы со схемой.** *Синхронизация.*

1. Наличие внешнего резистора ($R_x$) и внешнего конденсатора ($C_x$), показанных на логической схеме, является обязательным. Сопротивление $R_x$ может находиться в диапазоне от 1 кОм до 1МОм.

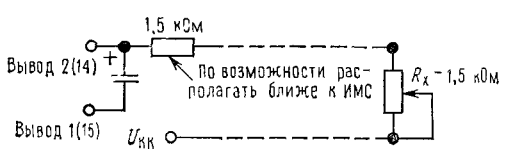
2. Емкость $C_x$ может изменяться от 0 до любой существующей величины. Однако если конденсатор обладает значительной утечкой по отношению к $U_{кк}/R_x$, то соотношения для расчета длительностей не будут соответствовать получаемой ширине импульса.

3. Полярные конденсаторы можно подключать непосредственно. Вывод «+» полярного конденсатора подключается к выводу 2 (14), вывод «—» подключается к выводу 1 (15) и к $R_x$. В течение периода синхронизации вывод 2 (14) будет оставаться положительным по отношению к выводу 1 (15).

4. Ширина выходного импульса $t_{вых}$ для $R_x \geqslant 10$ кОм и $C_x \geqslant 100$ пФ определяется следующим образом:
$t_{вых}=0{,}43\ R_xC_x$, где $R_x$ измеряется в кОм, $C_x$ — в пФ, $t_{вых}$ — в нс или $R_x$ — в кОм, $C_x$ — в мкФ, $t_{вых}$ — в мс.

5. Ширину выходного импульса для $R_x<10$ кОм или $C_x<1000$ пФ следует определять по графику зависимости ширины импульса от $C_x$ или $R_x$.

6. Для дистанционного управления шириной импульса можно рекомендовать следующую схему:




7. При любых условиях работы $C_x$ и $R_x$ (мин.) следует располагать как можно ближе к интегральной схеме — это позволяет уменьшить паразитную емкость и паразитные наводки.

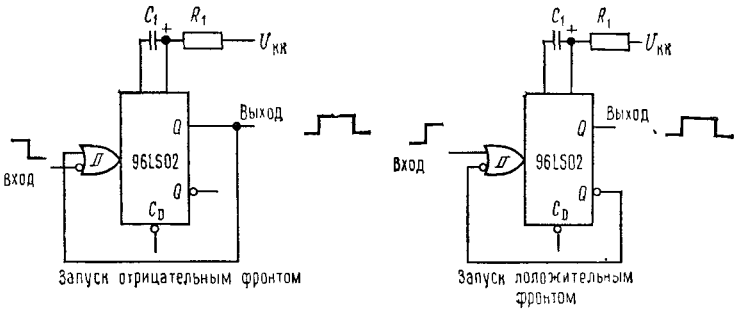
8. Проводники для $U_{кк}$ и земли должны отвечать требованиям, предъявляемым к высокочастотному монтажу, чтобы переключения на выводах $U_{кк}$ и ЗЕМЛЯ не вызывали взаимовлияния мультивибраторов. Вблизи 96LS02 рекомендуется подключать шунтирующий конденсатор емкостью от 0,01 до 0,1 мкФ между выводами $U_{кк}$ и ЗЕМЛЯ.

*Запуск*

1. Минимальная ширина отрицательного импульса на входе $I_0$ составляет 15 нс, минимальная ширина положительного импульса на входе $I_1$ составляет 30 нс.

2. Если схема должна работать без перезапусков, т. е. если входные запускающие импульсы не должны изменять состояние схемы в квазистабильном периоде, то для запрета перезапуска входы защелкивают.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman




3. В каждом мультивибраторе предусмотрен непосредственный сброс низким уровнем. Если на вход сброса подать низкий уровень, то любую последовательность синхронизирующих импульсов можно прекратить или запретить на время, в течение которого на входе сброса будет действовать низкий уровень. Если на входе сброса действует низкий уровень, то импульсы запуска не вызывают изменения состояния выхода. Переход от низкого уровня к высокому на входе $C_D$ *не вызывает* запуск 96 LS02. Если входной запускающий импульс появится в тот момент, когда уровень на $C_д$ изменится на высокий, то схема отреагирует на запуск.

**Таблица истиниости для запуска**

| Номера выводов | | | Действие |
|---|---|---|---|
| 5 (11) | 4 (12) | 3 (13) | |
| В ⟶ Н | Н | В | Запуск |
| В | Н ⟶ В | В | » |
| Х | Х | Н | Сброс |

где В — высокий уровень напряжения $\geqslant U^{В}_{вх}$, Н — низкий уровень напряжения $\leqslant U_{вх}$, Х — неопределенное состояние (В или Н), В ⟶ Н — переход от высокого уровня к низкому, Н ⟶ В — переход от низкого уровня к высокому.

*Предельные (максимальные) значения параметров*
(превышение указанных значений сокращает срок службы ингегральной схемы):

| | |
|---|---|
| Температура хранения | От —65 до +150°С |
| Температура окружающей среды при наличии смещения | От —55 до +125°С |
| Потенциал на выводе $U_{кк}$ относительно потенциала на выводе ЗЕМЛЯ | От —0,5 до +7,0 В |
| * Входное напряжение переменного тока | От —0,5 до +15 В |
| * Входной ток постоянный | От —30 до +5,0 мА |
| Напряжение на выходах (высокий уровень) | От —0,5 В до $+U_{кк}$ |
| Выходной ток постоянный (низкий уровень) | +16 мА |

* Защита входов обеспечивается либо соблюдением предельного входного напряжения, либо ограничением тока.



***Характеристики по постоянному току в рабочем диапазоне температур (если не оговорено иное)***

| Обозначение | Параметр | Предельное значение: мин | Предельное значение: тип. | Предельное значение: макс. | Единица измерения | Условия измерения (прим. 1) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $U_{вх.\ В}$ | Высокий уровень входного напряжения | 2,0 | | | В | Гарантированный высокий уровень входного напряжения |
| $U_{вх.\ Н}$ | Низкий уровень входного напряжения за исключением выводов 4 и 12 \| ХС | | | 0,8 | В | Гарантированный низкий уровень входного напряжения |
| | ХМ | | | 0,7 | | |
| $U_{огр}$ | Входное напряжение на диоде-ограничителе | | | —1,5 | В | $U_{кк}$ = мин., $I_{вх}$ = — 18 мА |
| $U_{пор+}$ | Пороговое напряжение при увеличении сигнала, выводы 4 и 12 | | 2,0 | | В | $U_{кк}$ = 5,0 В, $T_{окр}$ = 25°С |
| $U_{пор-}$ | Пороговое напряжение при уменьшении сигнала, выводы 4 и 12 | 0,8 | | | В | $U_{кк}$ = 5,0 В, $T_{окр}$ = 25°С |
| $U_{вых.\ В}$ | Высокий уровень выходного напряжения \| ХС | 2,7 | | | В | $U_{кк}$ = мин., $I_{вых.\ В}$ = — 400 мкА, $U_{вх}$ = 0,8 В |
| | ХМ | 2,5 | | | | |
| $U_{вых.\ Н}$ | Низкий уровень выходного напряжения \| ХС | | | 0,5 | В | $U_{кк}$ = мин., $I_{вых.\ Н}$ = 8 мА |
| | ХМ | | | 0,4 | | $U_{вх}$ = $U_{вх.\ В}$ или $U_{вх.\ Н}$, $I_{вых.\ Н}$ = 4 мА |
| $I_{вх.\ В}$ | Входной ток, соответствующий высокому уровню | | | 20 | мкА | $U_{кк}$ = макс., $U_{вх}$ = 2,7 В |
| | | | | 0,1 | мА | $U_{кк}$ = макс., $U_{вх}$ = 10 В |
| $I_{вх.\ Н}$ | Входной ток, соответствующий низкому уровню | | | —0,4 | мА | $U_{кк}$ = макс., $U_{вх}$ = 0,4 В |
| $I_{к.з}$ | Выходной ток короткого замыкания (прим. 3) | — 20 | | — 100 | мА | $U_{кк}$ = макс., $U_{вых}$ = 0 В |
| $I_{кк}$ | Потребляемый ток источника питания | | | 35 | мА | Входы разомкнуты, $U_{кк}$ = макс. |

Примечания: 1. В качестве минимальных и максимальных следует использовать значения, указанные в рекомендуемых условиях работы для соответствующего типа элемента. 2. Типовые предельные значения указаны при $U_{кк}$ = 5 В, $T_{окр}$ = 25°С. 3. Одновременно оба выхода закорачиваться не должны.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

**Характеристики по переменному току: $T_{окр}=25°C$, $U_{кк}=5{,}0$ В, $C_н=15$ пФ (если не указано иное)**

| Обозначение | Параметр | | Предельные значения мин. | тип. | макс. | Единица измерения | Условия измерения |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $t_{имп\ нв}$ | Задержка сигнала на основном (прямом) выходе относительно отрицательного импульса запуска | | | | 55 | нс | |
| $t_{имп\ нв}$ | Задержка сигнала на дополнительном (инверсном) выходе относительно отрицательного импульса запуска | | | | 50 | нс | $R_x=10$ кОм |
| $t_{имп\ нв}$ | Задержка сигнала на основном (прямом) выходе относительно положительного импульса запуска | | | | 60 | нс | $C_x=1000$ пФ |
| $t_{имп\ вн}$ | Задержка сигнала на дополнительном (инверсном) выходе относительно положительного импульса запуска | | | | 55 | нс | |
| $t_{имп\ нв}$ | Задержка сигнала на основном (прямом) выходе относительно импульса сброса | | | | 30 | нс | $U_{кк}=5$ В |
| $t_{имп\ нв}$ | Задержка сигнала на дополнительном (инверсном) выходе относительного импульса сброса | | | | 35 | нс | |
| $t_{имп\ (мин.)}$ | Минимальная длительность отрицательного импульса запуска на входе $\overline{I}_0$ | | | | 15 | нс | $C_н=15$ пФ |
| $t_{имп\ (мин.)}$ | Минимальная длительность положительного импульса запуска на входе $I_1$ | | | | 30 | нс | |
| $t_{имп\ (мин.)}$ | Минимальная длительность импульса сброса | | | | 22 | нс | |
| $t_{имп\ (мин.)}$ | Минимальная длительность импульса на основном входе | | 25 | | 55 | нс | $R_x=1$ кОм, $C_x$ — только паразитная емкость |
| $t_{имп}$ | Ширина импульса на основном выходе | | 4,1 | | 4,5 | мкс | $U_{кк}=5{,}0$ В, $R_x=10$ кОм, $C_x=1000$ пФ |
| $R_x$ | Диапазон сопротивлений времязадающего резистора | | 1 | | 1000 | кОм | $T_{окр}=0\div70°C$, $U_{кк}=4{,}75\div5{,}25$ В |
| $\Delta t$ | Максимальное изменение ширины импульса на основном выходе во всем температурном диапазоне | ХС | | | 1,0 | % | $U_{кк}=5{,}0$ В, $R_x=10$ кОм, $C_x=1000$ пФ |
| | | ХМ | | | 3,0 | % | |
| $\Delta t$ | Максимальное изменение ширины импульса на основном выходе в диапазоне $U_{кк}$ | ХС | | | 1,5 | % | $U_{кк}=4{,}75\div5{,}25$ В; $T_{окр}=25°C$, $R_x=10$ кОм, $C_x=1000$ пФ |
| | | ХМ | | | 0,8 | % | $U_{кк}=4{,}5\div5{,}5$ В |

ХС — промышленное исполнение. ХМ — военное исполнение. — *Прим. ред.*

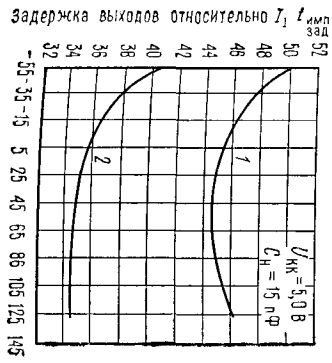


*Рекомендуемые условия работы*

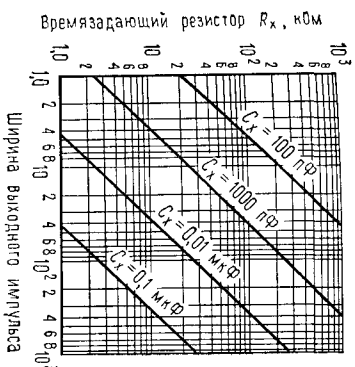
| Параметр | 96LS02 мин. | тип. | макс. | Ед. измерения |
|---|---|---|---|---|
| Напряжение питания $U_{кк}$ | 4,75 | 5,0 | 5,25 | В |
| Рабочий диапазон температуры окружающей среды | 0 | 25 | 75 | °C |

**Типовые характеристики**

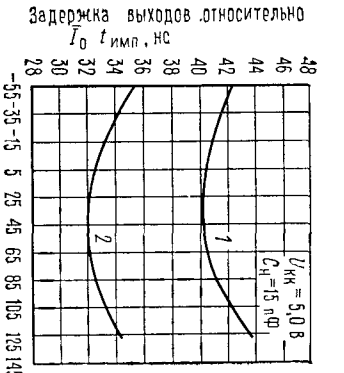
Зависимость задержки по входу $I_0$ от $T_{окр}$. 1 — $t_{имп.\ нв}$ — прямой выход $Q$; 2 — $t_{имп.\ вн}$ — инверсный выход $\overline{Q}$.



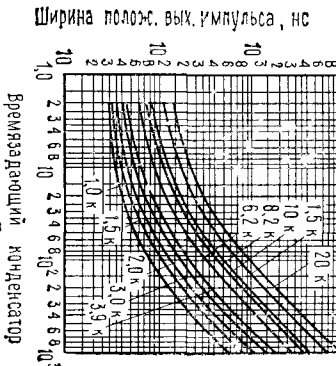

Зависимость ширины выходного импульса $t_{имп}$ от $R_x$ и $C_x$.



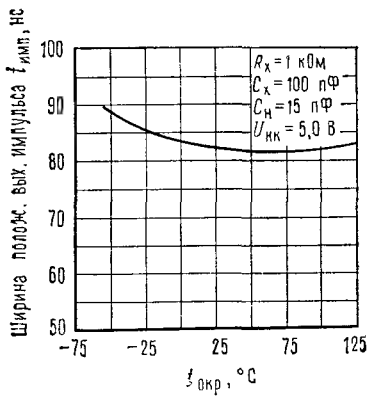

Зависимость задержки по входу $I_1$ от $T_{окр}$. 1 — $t_{имп.\ нв}$ — прямой выход $Q$; 2 — $t_{имп.\ вн}$ — инверсный выход $\overline{Q}$.



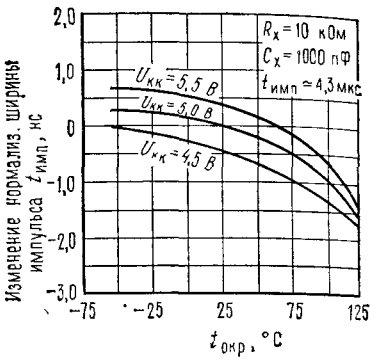

Зависимость ширины импульса от $R_x$ и $C_x$.




Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

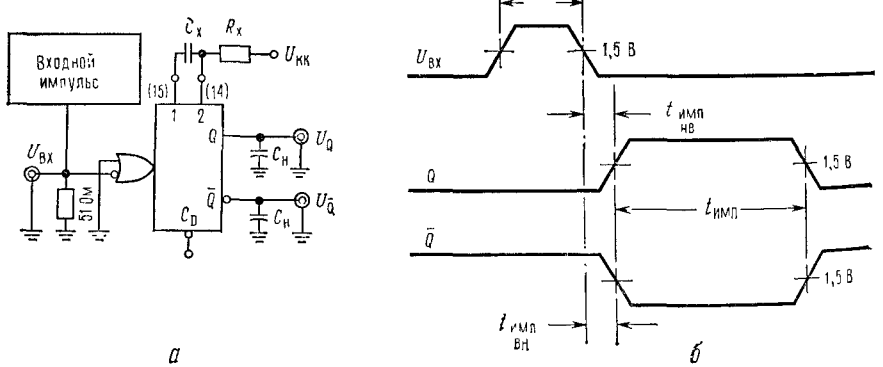



Зависимость ширины выходного импульса $t_{имп}$ от $T_{окр}$.




Зависимость нормализованной величины $t_{имп}$ от $T_{окр}$.

### Схемы переменного тока и формы сигналов



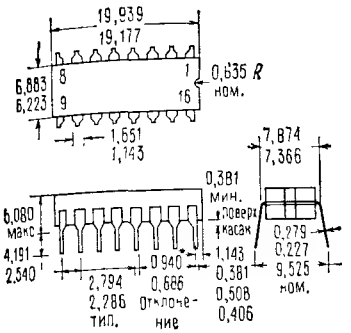

*а* — $U_{кк}$ — вывод 16, земля — вывод 8; *б* — входной импульс, $f \approx 100$ кГц; амплитуда ~ 3,0 В; ширина ~ 100 нс; $t_{сбр} = t_ф \leqslant 5$ нс.

*Информация для оформления заказа:* Указывайте следующие номера: 96LS02DC, где D определяет керамический корпус с двухрядным расположением выводов, а C указывает на коммерческий интервал температур от 0 до 75°C, или 96LS02PC, где P определяет пластмассовый корпус с двухрядным расположением выводов, а C указывает на коммерческий диапазон температур.

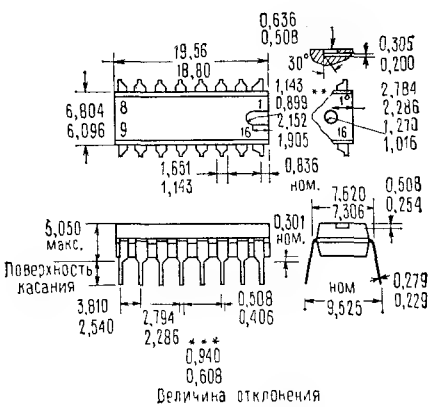
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



### Внешний вид корпуса




16-выводной керамический корпус с двухрядным расположением выводов. Примечания: все размеры даны в миллиметрах; выводы должны устанавливаться в два ряда отверстий с расстоянием между центрами рядов 7,620 мм; выводы имеют «положительный разбег» для надежной установки в отверстиях; размеры отверстий должны соответствовать диаметру выводов 0,508 мм; выводы изготовлены из сплава 42; вес 2,0 г. * Размеры 0,940 мм 0,686 мм не относятся к выводам, расположенным на углах корпуса.




16-выводной пластмассовый корпус с двухрядным расположением выводов (DIP). Примечания: все размеры даны в миллиметрах; выводы изготовлены из сплава 42; выводы должны устанавливаться в два ряда отверстий с расстоянием между центрами рядов 7,620 мм; выводы имеют «положительный разбег» для надежной установки в отверстиях; размеры отверстий должны соответствовать диаметру выводов 0,508 мм; вес 0,9 г.

*** Размеры 0,940 мм/0,686 мм не относятся к выводам, расположенным на углах корпуса.

Фирма Fairchild не несет ответственности за использование схем, не входящих в список выпускаемых данной фирмой. Никакие другие патенты на схемы не подразумеваются. Производятся в соответствии со следующими патентами: 2981877, 3015048, 3064167, 3108359, 3117260. Фирма оставляет за собой право вносить изменения в схему без предупреждения.

## БИБЛИОГРАФИЯ



### Руководства

Fink D. G., ed., 1975. Electronic engineers handbook. New York: McGraw-Hill. Можно использовать в качестве энциклопедии.
Fink D. G., Beaty H. W., eds., 1978. Standard Handbook for electrical engineers, N. York: McGraw-Hill. Статьи — руководства по электротехнике.
Giacoletto L. J., ed. 1977. Electronics designers' handbook 2nd ed. New York: McGraw Hill. Превосходные руководства и справочные материалы.
Reference data for radio engineers, 1968. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Справочные материалы общего характера для инженеров.

### Каталоги

EEM: Electronic engineers master catalog. Garden City, N. Y.: United Technical Publications. Включает многочисленные паспортные данные различных фирм-изготовителей, адреса компаний, их представителей и местных агентов по распространению. Содержит очень полезный материал. Публикуется ежегодно.
Electronic Design's GOLD BOOK. Rochelle Park, N. J.: Hayden Publishing. Аналог EEM. Публикуется ежегодно.
IC Master. Garden City, N. Y.: United Technical Publications. Отдельные полезные руководства и многочисленные паспортные данные. Содержит очень полезный материал. Публикуется ежегодно.

### Книги

Clayton G. B. 1975. Linear IC applications handbook. Blue Ridge. Summit, Pa.: Tab Books.
Eimbinder J., ed. 1969. Desining with linear integrated circuits. New York: Wiley. Хорошая книга для чтения, адресована энтузиастам, занимающимся разработкой электронных схем.:
Eimbinder J., ed. 1970. Application considerations for linear integrated circuits. New York: Wiley. Еще одна хорошая книга для чтения, адресованная энтузиастам.
Hnatek E. R. 1975. Applications of linear integrated circuits. New York: Wiley. Книга, которую очень приятно читать.
Millan J. 1979. Microelectronics — digital and analog circuits and systems. New York: McGraw-Hill. Рекомендуем в качестве учебника по широкому кругу вопросов.
Senturia. S. D., Wedlock B. D. 1975. Electronic circuits and applications. New York. Хороший вводный курс для инженеров. (Имеется перевод: Сентурия С. и Уэдлок Б. Электронные схемы и их применение.— М.: Мир, 1977.)
Smith R. J. 1976. Circuits, devices and systems. New York: Wiley. Вводный курс широкого профиля для инженеров.

### Глава 1

Holdbrook J. G. 1966. Laplace transforms for electronic engineers New York: Pergamon Press. По этой книге хорошо изучать s-плоскость.
Kuo B. C. 1967. Linear networks and systems. New York: McGraw-Hill. Содержит изложение классической теории цепей.
Purcell E. M. 1965. Electricity and magnetism (Berkeley phisics course, vol. 2). New York: McGraw-Hill. Прекрасный учебник по теории электромагнетизма. Отдельные разделы посвящены электрической проводимости и анализу цепей переменного тока с использованием комплексных чисел.
Skilling H. H. 1967. Electrical engineering circuits. New York: Wiley. Традиционный подход к материалу, изложенному в главе 1.

### Глава 2

Camenzind H. R. 1968. Circuit design for integrated electronics. Reading, Mass. Addison — Wesley. Хорошо изложенный материал по физике транзисторов и интегральных схем.
Ebers J. J. Moll. J. L. 1954. Large-signal behavior of junction transistors. *Proc. IRE*, 42: 1761—1772. Вывод уравнения Эберса—Молла.
Grove A. S. 1967. Physics and technology of semiconductor devices. New York: Wiley. Описаны принципы создания и работы биполярного транзистора и полевого транзистора.
Schilling D. S., Belove C. 1968. Electronic circuits: discrete and integrated. New York: McGraw-Hill. Традиционный анализ транзистора с помощью h-параметров.
Searle C. L., Boothroyd: A. R., Angelo E. J., Jr., Gray P. E., Pederson D. O. 1966. Elementary circuit properties of transistors (Semiconductor electronics education committee, vol. 3). New York: Wiley. Посвящена физике транзисторов.
«Discrete products data books». Сборники технических паспортов на транзисторы, которые время от времени публикуют все фирмы, занятые производством транзисторов, в частности Faircild, GE, Motorola, National, RCA, TI. Без паспортных данных не обойтись при разработке схем.

### Глава 3

Graeme J. G. 1973. Applications of operational amplifiers: third generation techniques. New York: McGraw-Hill. Одна из серийных брошюр, публикуемых фирмой Burr—Brown.
Graeme J. G. 1977. Designing with operational amplifiers. New York: McGraw-Hill. Описаны различные варианты использования ОУ.
Jung W. G. 1975. IC op-amp cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Приведено множество схем с объяснениями.
Stout D. F., Kaufman M. 1976. Handbook of Operational Amplifier Circuit Design. New York: McGraw-Hill. Подробно описаны методы разработки схем.
«Linear databooks». Сборники технических паспортов на линейные интегральные схемы и замечания по применению, публикуются под этим заголовком примерно один раз в два года всеми фирмами, занятыми производством линейных интегральных схем, в частности Analog Devices, Fairchild, Motorola, National RCA, Signetics, TI. Паспортные данные необходимы при разработке электронных схем.

### Глава 4

Bruton L. T. 1980, RC active circuits: theory and design. Englewood Cliffs. N. J.: Prentice-Hall.
Clarke K. K. Hess D. T. 1971. Communications circuits: analysis and design. Reading, Mass.: Addison—Wesley. Включает материал по осциллографам.
Daniels R. W. 1974. Approximation methods for electronic filter design. New York: McGraw-Hill.
Hilburn J. L., Johnson D. E. 1973. Manual of active filter design. New York: McGraw-Hill.
Hilburn J. L., Johnson D. E. 1975. Rapid practical desigh of active filters. New York: Wiley. Приведены таблицы и процедуры, используемые при разработке.
Johnson D., Johnson J., Moore H. 1980. A handbook of active filters. Englewood Cliffs. N. J.: Prentice-Hall. Книга написана на современном уровне.
Lancaster D. 1979. Active filter cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Подробно описаны процедуры разработки; изложенный материал легко воспринимается.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Sentz R. E., Bartkowiak R. A. 1968. Feedback amplifiers and oscillators. New York: Holt, Rinehard, and Winston. В книге изложена теория генератора.
Zverev A. I. 1967. Handbook of filter synthesis. New York: Wiley. Приведены подробные таблицы для разработки пассивных *LC*-фильтров и фильтров на кристаллах. См. также: Graeme J. G., 1973, в библиографии к гл. 3.

**Глава 5**

Pressman A. I. 1977. Switching and linear power supply, power converter design. Rochelle Park. N. J.: Hayden Book Co.
«Voltage regulator handbook». Сборники технических паспортов и замечаний по применению; время от времени публикуются под этим заголовком фирмами Fairchild, National. TI. Сборник «Linear databooks», приведенный в библиографии к гл. 3, также содержит паспортные данные, необходимые при разработке схем.

**Глава 6**

Penney W. M., Lau L., eds., 1972. MOS integrated circuits. New York: Van Nostrand Reinhold. Рекомендуем вам эту книгу.
Richman P. 1973. MOS field-effect transistors and integrated circuits. New York: Wiley. Посвящена физическим основам полевых транзисторов на МОП-структурах. См. также: Grove, A. S., в библиографии к гл. 2.
«FET data book». Сборники технических паспортов на полевые транзисторы и замечания по применению; публикуются под этим или подобным заголовком один раз в несколько лет всеми фирмами, занятыми производством полевых транзисторов, в частности General Instruments, Intersil, National, Silicinix. Необходимы при разработке схем.

**Глава 7**

Morrison M. 1967. Grounding and shielding techniques in instrumentation. New York: Wiley.
Motchenbacher C. D., Fitchen F. C., 1973. Low-noise electronic design. New York: Wiley. Рекомендуем использовать эту книгу при разработке усилителей с низким уровнем шумов.
Ott H. W. 1976. Noise reduction techniques in electronic systems. New York: Wiley. Экранирование и помехозащита. (Имеется перевод: Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах.— М.: Мир, 1979).
Sheingold D. H. ed. 1974, Nonlinear Circuits Handbook. Norwood, Mass.: Analog Devices. Рекомендуем вам пользоваться этой книгой. (Имеется перевод: Справочник по нелинейным схемам/под ред. Д. Шейнголда.— М.: Мир, 1977).
Wong Y. J., Ott W. E. 1976. Function circuits: design and application. New York: McGraw-Hill. Описаны нелинейные схемы и экзотические операционные усилители.
«Data acquisition handbook» и «Linear data book». Сборники технических паспортов и замечаний по применению прецизионных схем; публикуются один раз в несколько лет под таким или подобным заголовком многими фирмами, занятыми производством полупроводников, в частности Analog Devices, Burr-Brown, Exar, Philbrick, Precision Monolithics.

**Глава 8**

Blakeslee T. R. 1975. Digital design with standard MSI and LSI. New York: Wiley.
Hill F. J., Peterson G. R. 1968. Introduction to switching theory and logical design. New York: Wiley. Классический учебник по разработке логических схем.
Lancaster D. 1979. TTL cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Собраны примеры реальных схем, изложенный материал легко воспринимается.
Lancaster D. 1977, CMOS cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. Хорошая книга для чтения, содержит всевозможные примеры. В ней рассмотрена широко используемая (но редко упоминаемая) $M^2L$ (логика Микки Мауса).

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Wickes W. E. 1968. Logic design with integrated circuits. New York: Wiley.
«TTL data book», «CMOS data book». Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются примерно один раз в два года под этими заголовками фирмами, которые заняты производством полупроводниковых элементов, в частности Advanced Micro Devices (AMD), Fairchild, Motorola. National RCA, Signetics, TI. Эти сборники содержат очень полезный материал.

**Глава 9**

Gardner F. M. 1979. Phaselock techniques. New York: Wiley. Новое издание классической и нестареющей книги по ФАПЧ.
Hnatek E. R. 1976. A user's handbook of D/A and A/D converters. New York: Wiley. Описываются различные примеры применения.
Jung W. G. 1978. IC converter cookbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. В книге рассмотрено использование современных преобразователей на интегральных схемах.
Schmid H. 1970. Electronic analog/digital conversions. New York: Van Nostrand Reinhold. Книга посвящена методам преобразования.
Sheingold D. H., ed. 1972. Analog-digital conversion handbook. Norwood, Mass.: Analog Devices. Книга посвящена основам аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований, особое внимание уделено ограничениям.
Stearns S. D. 1975. Digital signal analysis. Rochelle Park, N. J.: Hayden Book Co. В книге рассмотрены вопросы обработки сигналов цифровой фильтрации.
«Conversion products data book», Data acquisition data book». Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются ежегодно под этими заголовками фирмами, занятыми производством полупроводниковых элементов, в частности Analog Devices, Burr—Brown, Datel, Hybrid Systems. Philbrick,
«Interface data book». Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются один раз в несколько лет под этим заголовком фирмами, занятыми производством полупроводниковых элементов, в частности Fairchild, Motorola, National, TI. Фирмы Sprague и TI публикуют также сборники по периферийным схемам.

**Глава 10**

Sloan M. E. 1980. Introduction to minicomputers and microcomputers, Reading, Mass.: Addison—Wesley. В этой книге основное внимание уделено ЭВМ, она ориентирована на программное обеспечение.
«PDP-11 processor handbook». Буклеты под таким заголовком публикует фирма Digital Equipment Corp., Maynard, Mass.
«Programmer's reference manual». Несколько буклетов под таким заглавием опубликовала фирма Data General Corp., Southboro, Mass.

**Глава 11**

Barden W., Jr. 1978. The Z-80 microcomputer handbook. Indianapolis: Howard W. Sams & Co. В книге собраны все сведения о Z-80, об аппаратной и программной частях.
Burton D. P., Dexter A. L. 1977. Microprocessor systems handbook. Norwood, Mass.: Analog Devices. Книга посвящена нестандартным примерам использования.
Osborne A. 1979. An introduction to microcomputers, vol. I: Basic concepts. Berkely, Calif.: Adam Osborne & Associates. В книге обсуждаются основные микропроцессоры. См. также том 2 (Some real microprocessors) и том 3 (Some real support devices).
Peatman J. P. 1977. Microcomputer-based design. New York: McGraw-Hill. Книга представляет собой обзор использования микропроцессоров.
Sargent M., III, Shoemaker R. L. 1930. Interfacing small computers to the real world. Reading Mass.: Addison—Wesley. В книге рассмотрено подключение микро-ЭВМ к лабораторному оборудованию и другим приборам; проанализированы некоторые проблемы и приведены лабораторные упражнения.

Slater M., Bronson B. 1979. Practical microprocessors. Santa Clara, Califf.: Hewlett—Packard Corp. Руководство по использованию микропроцессора 5036A в лабораторных исследованиях.
Souček B. 1976. Microprocessors and microcomputers. New York: Wiley. Основное внимание авторы книги уделили микро-ЭВМ и вопросам программирования. (Имеется перевод: Соучек Б. Микропроцессоры и микро-ЭВМ.— М.: Сов. радио, 1979.) Когда вы доберетесь до сути дела, можно также порекомендовать для чтения руководства по 8085 («Руководство пользователя MCS-85 фирмы Intel»), 8086 («Руководство пользователя MCS-86 фирмы Intel»), 6809 (Motorola) и Z8000 (Zilog).

**Глава 12**

Coombs C. F., Jr., ed. 1979. Printed circuits handbook. New York: McGraw-Hill. Рассмотрены вопросы разработки, изготовления и использования печатных плат.
«Technical manual and catalog». Westlake Village, Califf : Bishop Graphics. Часто обновляемый каталог, содержащий информацию по печатному монтажу.

**Глава 13**

Carlson R. S. 1975. High-frequency amplifiers. New York: Wiley. В книге рассмотрены транзисторные усилители.
Klapper J., Frankle J. T. 1972. Phase-locked and frequency-feedback systems. New York: Academic Press. В книге рассматривается вопрос использования ФАПЧ в радиочастотных коммуникационных схемах.
Panter P. F. 1965. Modulation, noise, and spectral analysis, New York: McGraw-Hill. Эта книга охватывает вопросы модуляции и детектирования.
Skolnik M. I., ed. 1979. Radar handbook. New York: McGraw-Hill. Эта книга содержит основные положения и выводы о радарах.
Viterbi A. J. 1966. Principles of coherent communication. New York: McGraw-Hill. В этой книге изложена классическая теория модуляции.
«The radio amateur's handbook». Newington, Conn.: American Radio Relay League. Ежегодно публикуемое руководство для радиолюбителей.
«RF transistor data book». Сборники технических паспортов и замечаний по применению, публикуются время от времени под этим или подобным заглавием фирмами, занятыми производством транзисторов, в частности Motorola, RCA, Siliconix (VMOS), TRW.

**Глава 14**

Chappell A., ed. 1978. Optoelectronics: theory and practice. New York: McGraw-Hill. Книга по оптоэлектронной технике.
Luppold D. S. 1969. Precision dc measurements and standards. Reading, Mass.: Addison—Wesley. «Electro-optics handbook». (переиздается время от времени). Рассматриваются детекторы, лазеры, кинескопы.
«Temperature measurement handbook». Stanford, Conn.: Omega Engineering Corp. (переиздается довольно часто). Рассматриваются термопары, термисторы, резистивные термисторы.
Рекомендации по применению элементов фирмы Hewlett—Packard: AP52-2 («Timekeeping and frequency calibration», AP150 («Spectrum analyzer basics»), AP200 (Fundamentals of electronic counters»), AP200-2 («Fundamentals of quartz oscillators»). Предоставляются бесплатно фирмой Hewlett—Packard Corp., Palo Alto, Calif. См. также ежегодные каталоги фирм Hewlett—Packard Corp., Jonh Fluke Co., Princeton Applied Research,



# КУРС ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ПО СХЕМОТЕХНИКЕ

*П. Хоровиц, Я. Робинсон*

## Введение

Данное руководство является дополнением к книге Хоровица и Хилла «Искусство схемотехники». Оно состоит из описания двадцати трех лабораторных работ и сопровождающего текстового материала, которые используются в курсе «Лабораторный практикум по схемотехнике» в Гарвардском университете; каждая лабораторная работа занимает у среднего студента 2—3 ч. Студенты проводят в лаборатории два раза в неделю по полдня, поэтому набор лабораторных работ хорошо подходит к длительности семестра в 12—15 нед. Выбор тем и материала для чтения отражает нашу точку зрения на содержание полугодового курса на базе текста книги и поэтому не охватывает весь ее материал.

В предлагаемых лабораторных работах используются общедоступные приборы широкого применения и стандартное электронное оборудование, поэтому они легко могут быть приспособлены к выполнению работ в любой лаборатории, и для этого достаточно прочитать данный материал. При каждом лабораторном стенде должна быть следующая аппаратура:

Двухлучевой осциллограф со ждущей разверткой (например, Tektronix 455 или 932A)
Широкодиапазонный генератор различных форм колебаний (например, IEC F41)
Монтажная универсальная плата (например, AP Powerace 103*)
Цифровой многошкальный измерительный прибор (Keithley 169, Fluke 8010A)
Авометр (например, Simpson 260-6P)
Стабилизированный источник питания с регулируемым напряжением 0—20 В (например, Lambda LL-902-OV).
Пробник для логических схем ТТЛ/КМОП (например, Hewlett — Packard 545A)
Магазин сопротивлений
Набор деталей (см. приложение А:)
Кабели и провода с зажимами
Монтажные инструменты: пассатижи с длинными губками, маленькая отвертка, щипцы для снятия изоляции и т. д.

(Для используемых нами стендов серийно выпускаемых эквивалентов не существует; недорогой набор AP подходит для наших целей более всего, хотя он лишен встроенного генератора, незадействованных потенциометров, импульсных генераторов, разъемов BNC и соединительных клемм.)

Мы пришли к выводу, что применение дешевых приборов дает в конечном итоге только мнимую экономию. Кроме того, студенты заслуживают того, чтобы изучать схемотехнику на оборудовании высокого качества, находящемся в хороших условиях для работы.

В руководство включено приложение, содержащее описание расположения выводов всех активных устройств (транзисторов, ИМС), используемых в данных лабораторных работах. Так как в это руководство еще включено и описание данных Z-80, то оно (руководство) становится исчерпывающим, то есть не требуются дополнительные данные из паспортов или справочников. Также включен список всех мелких деталей, необходимых для этих лабораторных работ, чтобы облегчить формирование материального обеспечения.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Каждая лабораторная работа рассчитана на одно вечернее занятие; в конце работы студент разбирает свою схему, освобождая монтажную плату для следующих. Пять лабораторных работ по микропроцессорам представляют собой отдельный большой проект, поэтому схемы не разбираются от занятия к занятию. В этих работах мы используем универсальный микропроцессор Z-80, что благодаря его статическим регистрам позволяет упростить движение по этапам. Мы ограничиваемся совместимым подмножеством инструкций и кодов операций 8085 — для сохранения соответствия с текстом книги.

Сообразуясь с духом книги «Искусство схемотехники», мы сделали это руководство неформальным и полностью исключили требование о фиксировании результатов лабораторных работ в определенной форме.

Мы признательны Тому Хэйесу за многие существенные предложения и тщательный просмотр рукописи.

Кеймбридж, Массачусетс
Январь 1981

## Лабораторная работа 1. Цепи постоянного тока

Материал для чтения: гл. 1 (разд. 1.1.— 1.11), стр. 12—35, т. 1; приложение А. (не волнуйтесь, если в нем не все поймете); приложение Б.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 1, 2.

**1.1. Закон Ома.** Проверьте выполнение закона Ома измерением $U$ и $I$ для нескольких значений напряжения. Используйте стабилизированный источник постоянного тока с изменяемым напряжением и схему на рис. 1.1. Заметим, что напряжение измеря

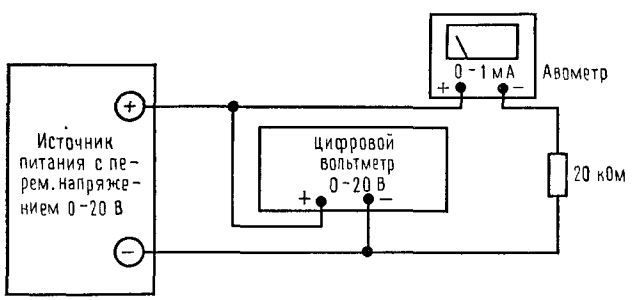



Рис. 1.1. Схема измерения зависимости $U$ от $I$ для резистора.

ется *между* точками схемы, а ток — *через* часть схемы. Поэтому, чтобы измерить ток, схему надо разомкнуть. После измерений на резисторе 20 кОм, попробуйте заменить его на резистор 10 кОм.

Интересный вопрос: вольтметр не измеряет напряжение там, где вы хотите, а именно между концами резистора. Важно ли это? Как построить схему так, чтобы вольтметр измерял именно то, что вы хотите? Если вы это сделаете, что произойдет с точностью измерения тока? Можете ли вы сформулировать, что должен делать со схемой измеряющий вольтметр или амперметр? Что это говорит о его «внутреннем сопротивлении»?

**1.2. Нелинейное устройство.** Теперь проведем те же измерения ($U$ в зависимости от $I$) для лампы N47 [1]. Используйте шкалы вашего авометра 100 мА и 500 мА. Не превышайте напряжения 6,5 В!

Каково «сопротивление» лампы? Имеет ли этот вопрос какой-нибудь смысл?

**1.3. Диод.** Другим нелинейным устройством является диод. Однако для него имеет смысл понятие напряжения на его выводах. Вы в этом убедитесь, когда измерите на-

[1] Лампочка накаливания на 6,3 В.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



пряжение на нем и установите зависимость $U$ от $I$. Сделайте это, собрав схему, показанную на рис. 1.2.

Для этой работы с использованием монтажной платы стенда нужно, чтобы инструктор показал вам, какие отверстия с какими соединять, где взять источник питания и внешние сигналы и т. д. В этой схеме резистор 1 кОм используется для ограничения тока до безопасных значений. Проследите, меняя $R$ (используйте переменный

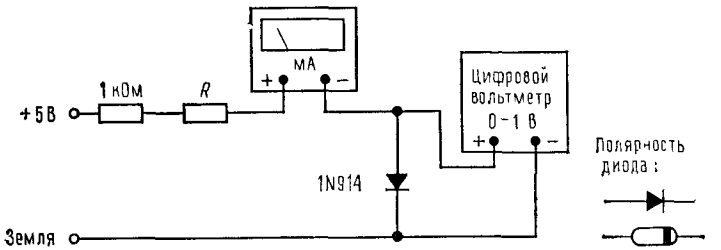



Рис. 1.2. Схема измерения зависимости $U$ от $I$ для диода.

резистор 50 кОм, или магазин сопротивлений, или набор фиксированных резисторов), за значениями $U$ в зависимости от $I$. Постройте график зависимости $U$ от $\lg I$ (и сохраните его для использования в лаб. 5). Теперь посмотрите, что получится, если поменять полярность диода. Как резюмировать описание поведения величин $U$ и $I$ для диода?

Теперь объясните, что будет, если приложить к диоду прямое напряжение 5 В (только не делайте этого!). Посмотрите в паспорт диода в приложении Л, чтобы понять, что думает изготовитель о том, что должно произойти в этом случае. Этот важный прибор ниже будет исследоваться подробнее.

**1.4. Делитель напряжения.** Постройте делитель напряжения из упражнения 1.9 (стр. 24, т. 1), показанный на рис. 1.3. Подайте на него $U_{вх}=15$ В (используя постоянное напряжение со стенда). Измерьте выходное напряжение схемы без нагрузки. Потом добавьте нагрузку 10 кОм и посмотрите, что получится.

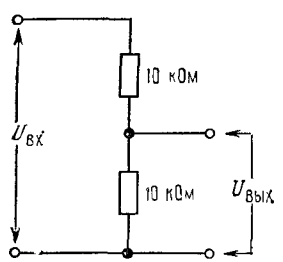



Рис. 1.3. Делитель напряжения.

Теперь измерьте ток в короткозамкнутой схеме. По этому значению и значению напряжения на выходе ненагруженной схемы можно рассчитать эквивалентную схему делителя. В качестве источника при этом используйте стабилизатор. Теперь соберите полученную эквивалентную схему, используя стабилизированный источник питания с изменяемым напряжением, и проверьте соответствие расчетных значений напряжения в разомкнутой схеме и тока в короткозамкнутой. Теперь добавьте нагрузку 10 кОм, как и для исходного делителя, и убедитесь, что схема ведет себя точно так же.

**1.5. Осциллограф.** Мы часто будем применять осциллограф. Ознакомьтесь с его работой, подав на него от имеющегося генератора синусоидальные колебания с частотой 1000 Гц (1 кГц, 1000 цикл/с) и рассмотрев их на экране осциллографа. Изучите работу развертки осциллографа и схемы запуска. Поработайте с треугольными импуль-

сами. «Поиграйте» с переключателем усиления по вертикали, со скоростью горизонтальной развертки и схемой запуска, чтобы знать, как выглядит изображение на экране ненастроенного осциллографа. Пусть ваш напарник случайным образом раскрутит несколько управляющих ручек осциллографа, и посмотрите, можете ли вы добиться восстановления правильного изображения (не переусердствуйте!).

Настройте генератор на выдачу прямоугольных импульсов и используйте осциллограф для измерения «времени нарастания». Что приходит на осциллограф с разъема генератора ВНЕШНЯЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ? Что можно сказать о ручке КАЛИБРАТОР на осциллографе? Дайте сигналу «сдвиг», если это позволяет ваш функциональный генератор, и посмотрите на действие переключателя ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК/ПОСТОЯННЫЙ ТОК, расположенного около входа осциллографа. Попробуйте рассмотреть, например, импульсы длительностью 1 мкс при частоте 10 кГц. Установите генератор на какую-нибудь среднюю частоту его диапазона, а потом попробуйте провести точное измерение частоты с помощью осциллографа.

**1.6. Делитель напряжения переменного тока.** Остановитесь на минуту и задумайтесь над вопросом: как изменится расчет делителя напряжения, если входное напряжение изменяется с течением времени (т. е. мы имеем дело с входным сигналом)? Теперь соберите делитель напряжения из заданий 1—4 и посмотрите (используя генератор и осциллограф), что будет происходить с синусоидальным входным сигналом частоты 1 кГц; для этого сравните входной и выходной сигналы. Объясните детально, почему это происходит (т. е. то, что вы видите).

## Лабораторная работа 2. Конденсаторы

Материал для чтения: разд. 1.12—1.20, стр. 37—60, т. 1, стр. 54—55 можно опустить; приложение Б (если оно вам нужно); предупреждение: это наиболее математизированная часть курса. Не впадайте в панику — даже если вы не поймете этой математики, то остальную часть курса поймете.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 3—6.

**2.1. RC-цепи.** Проверьте, что характеристики поведения RC-цепи во временной области действительно таковы, как сказано на стр. 39—43, т. 1. Постройте, в частности, схему, изображенную на рис. 2.1. Используйте майларовый конденсатор (желтый

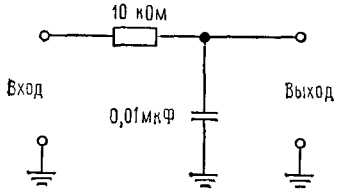



Рис. 2.1. *RC*-цепь.

трубчатый корпус с одним выводом на каждом конце). Подайте на схему прямоугольные импульсы с частотой 500 Гц и посмотрите, что будет на выходе. Измерьте постоянную времени путем определения времени спада выходного сигнала до 37%. Равн

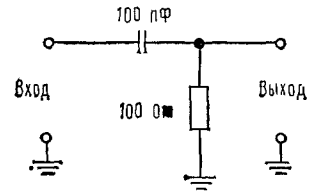



Рис. 2.2. *RC*-дифференциатор (квазидифференцирующая цепь).

ли это произведению *RC*? Попробуйте изменить частоту прямоугольных импульсов.

**2. 2. Дифференциатор (дифференцирующая цепь).** Постройте *RC*-дифференциатор (рис. 2,2). Подайте на него прямоугольные импульсы с частотой 100 кГц, установив

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



аттенюатор функционального генератора на 20 дБ. Имеет ли смысл выходной сигнал? Попробуйте треугольный импульс с той же частотой.

Интересный вопрос: какое полное сопротивление представляет собой эта схема для генератора сигнала (при отсутствии нагрузки на выходе) при $f=0$? На бесконечной частоте? Эти вопросы важны для источников сигнала, более далеких от идеала, чем ваш функциональный генератор.

**2.3. Интегратор (интегрирующая цепь).** Соберите интегратор (рис. 2.3.). Подайте на него прямоугольные импульсы с частотой 100 кГц при максимуме уровня выходного

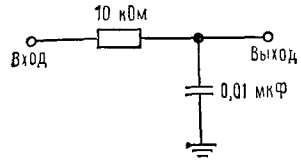



Рис. 2.3. *RC*-интегратор (апериодическая цепь первого порядка).

сигнала (аттенюатор установлен на 0 дБ). Каково будет полное входное сопротивление для постоянного тока? При бесконечной частоте? Подайте теперь на вход треугольные импульсы. Как назвать колебания, наблюдаемые на выходе?

Замечание: схемы как дифференциатора, так и интегратора являются приближениями. В третьей главе рассмотрено, как сделать «совершенные» дифференциатор и интегратор.

**2.4. Фильтр нижних частот.** Постройте фильтр нижних частот, показанный на рис. 2.4. Где, по вашим расчетам, должна находиться точка, отвечающая ослаблению —3 дБ?

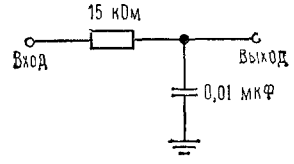



Рис. 2.4. *RC*-фильтр нижних частот.

Подайте на вход синусоидальные колебания, изменяя их частоту в широком диапазоне, чтобы установить свойство фильтра пропускать нижние частоты; наиболее полезными окажутся диапазоны генератора 1 кГц и 10 кГц.

Проверьте, действительно ли ослабление фильтра равно 6 дБ/октава (20 дБ/декада) для частот, существенно превосходящих частоту, отвечающую значению —3 дБ; в частности, замерьте выходной сигнал при десятикратной и двадцатикратной частоте $f_{3\,дБ}$. Заодно посмотрите на поведение сдвига фазы в зависимости от частоты: каков будет сдвиг фазы при $f \ll f_{3\,дБ}$; $f=f_{3\,дБ}$; $f \gg f_{3\,дБ}$? И наконец, измерьте ослабление на частоте $f=2f_{3\,дБ}$ и запишите значения ослабления при $f=2f_{3\,дБ}$ и $f=10\ f_{3\,дБ}$ для использования в дальнейшем (разд. 2.9, см. ниже).

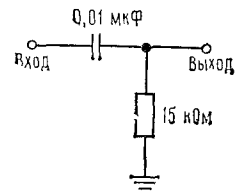



Рис. 2.5. *RC*-фильтр верхних частот.

**2.5. Фильтр верхних частот.** Постройте из тех же элементов фильтр верхних частот (рис. 2.5). Где находится точка, отвечающая ослаблению на 3 дБ? Проверьте работу схемы на синусоидальных колебаниях; измерьте частоту, при которой они ослабляются на 3 дБ (70,7% от полной амплитуды).

Убедитесь, что при низких частотах (намного меньших $f_{3\,дБ}$) амплитуда выходного сигнала пропорциональна частоте. Какова граница сдвига фазы как на высоких, так и на низких частотах?

**2.6. Пример фильтра 1.** На рис. 2.6. показан один из способов увидеть «мусор» в сети питания 110 В. Во-первых, посмотрите выходное напряжение трансформатора в точке *А*. Оно будет выглядеть более или менее как классическая синусоида. Трансформатор служит попутно двум целям — уменьшает напряжение от 110 В до более приемлемой цифры 6,3 В, а также «изолирует» схему от потенциально смертельного напряжения силовой линии. Затем, чтобы увидеть мерцания и броски напряжения, посмотрите, что происходит в точке *Б*, на выходе фильтра верхних частот. Там должны быть заметны всевозможные интересные явления, многие из которых имеют любопытную зависимость от времени. Каково будет ослабление фильтра на частоте 60 Гц? [1] (Комплексные числа здесь не понадобятся.)

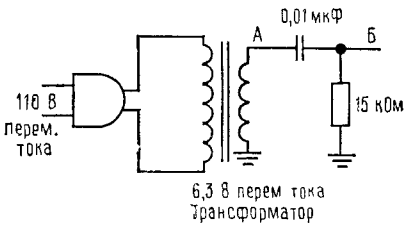



Рис. 2.6. Фильтр верхних частот, подключенный к линии переменного тока 60 Гц (сеть, в СССР — 50 Гц).

**2.7. Пример фильтра 2.** Попытайтесь с помощью фильтров верхних и нижних частот выделить сложный сигнал. Получите этот сигнал сложением синусоидальных колебаний частотой 60 Гц с выходным сигналом генератора, как показано на рис. 2.7. Теперь пропустите его через фильтр верхних частот, показанный на рис. 2.8. Где будет точка, отвечающая значению —3 дБ? Посмотрите на результирующий сигнал.

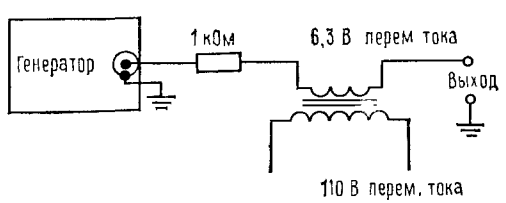



Рис. 2.7. Сложный сигнал, состоящий из двух синусоидальных колебаний. Резистор 1 кОм защищает генератор от случайного замыкания общего выхода на землю.

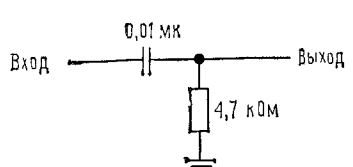



Рис. 2.8. Фильтр верхних частот.

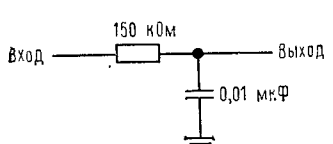



Рис. 2.9. Фильтр нижних частот.

Потом пропустите сложный сигнал через фильтр нижних частот, показанный на рис. 2.9. Где будет точка, отвечающая значению —3 дБ? Посмотрите на результирующий сигнал. Почему частоты, отвечающие значению —3 дБ, выбраны именно такими?

[1] То есть на частоте сети.— *Прим. ред.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**2.8. Блокирующий конденсатор.** Одним из наиболее частых применений конденсаторов является использование их для «блокировки» постоянного тока на путях прохождения сигнала переменного тока. Его можно рассматривать как фильтр верхних частот при том условии, что частота интересующих нас сигналов намного превышает частоту, отвечающую значению —3 дБ. Для изучения действия блокирующего конденсатора соберите схему, показанную на рис. 2.10, слева.

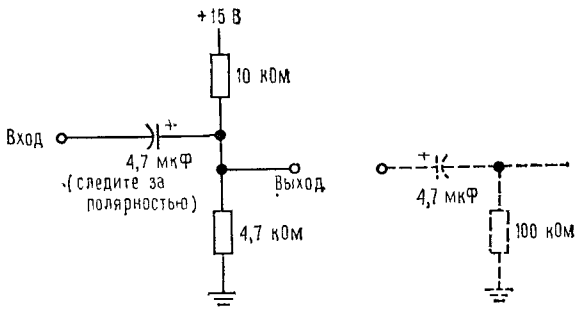



Рис. 2.10. Блокирующий конденсатор.

Подключите эту схему к генератору и наблюдайте выходной сигнал на осциллографе со связью по постоянному току. Схема пропускает сигнал переменного тока, наложенный на постоянный уровень +5 В. Теперь добавьте цепь, обозначенную пунктиром (другой блокирующий конденсатор), и рассмотрите сигнал, снова «привязанный» к уровню земли. Какова нижняя граничная частота для этой блокирующей схемы?

**2.9. LC-фильтры.** Можно строить фильтры верхних частот, нижних частот и т. д. с частотной характеристикой намного более крутой, чем у простых *RC*-фильтров, которые сейчас были рассмотрены. Это делается сочетанием катушек индуктивности с конденсаторами или применением усилителей (в последнем случае получаются так называемые «активные фильтры», см. гл. 4 в тексте книги). Чтобы попробовать возможности, которые таким образом получаются, испытайте фильтр, показанный на

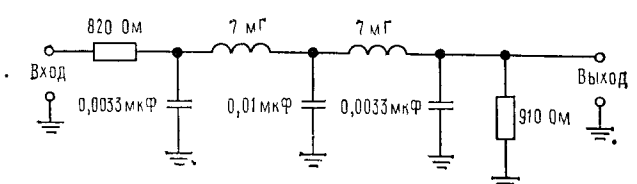



Рис. 2.11. Пятиполюсный фильтр Баттерворта нижних частот, сконструирован с использованием процедуры приложения 3.

рис. 2.11. У него точка, отвечающая значению —3 дБ, лежит на частоте 33 кГц, и его характеристика при более высоких частотах падает почти отвесно. Измерьте для него частоту $f_{3\,дБ}$, а потом измерьте его характеристику в точках $f=2f_{3\,дБ}$ и $f=10f_{3\,дБ}$. Сравните эти данные с довольно пологой характеристикой *RC*-фильтра нижних частот, которую вы измеряли в разд. 2.4, и с расчетными амплитудными характеристиками (т. е. отношениями амплитуд выходного и входного сигналов) этих двух фильтров, указанными в следующей таблице:

| | Частота | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 0 | $f_{3дБ}$ | $2f_{3дБ}$ | $10f_{3дБ}$ |
| Простой *RC*-фильтр | 1,0 | 0,61 | 0,45 | 0,10 |
| Пятиполюсный фильтр | 1,0 | 0,71 | 0,031 | 0,00001 |

## Лабораторная работа 3. Диоды

Материал для чтения: конец гл. 1, включая стр. 54—55 т. 1; приложение Д. Задачи в тексте; дополнительные упражнения 7.8.

**3.1. Резонансный LC-контур.** Соберите параллельный резонансный контур, как показано на рис. 3.1. Возбудите его синусоидальными колебаниями (используйте диапазон генератора 10 кГц) и наблюдайте за реакцией. По значениям параметров элементов найдите резонансную частоту, сравните ее с экспериментально полученным значением. Виртуозное упражнение: попробуйте использовать генератор в режиме

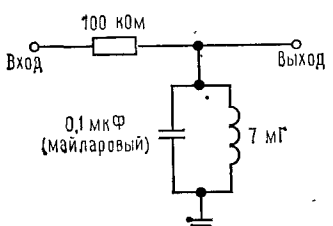



Рис. 3.1. Настроенный параллельный *LC*-контур.

развертки частоты (если есть такая возможность), при этом горизонтальное отклонение луча осциллографа должно осуществляться от развертки частоты. Тогда на экране получится изображение частотной характеристики. Если вам это удалось, объясните, почему на наблюдаемой характеристике появляются забавные качания при увеличении скорости развертки.

Еще более интересное упражнение состоит в использовании этого контура как «фурье-анализатора» — его выход является приближенной мерой присутствия составляющей 6 кГц в колебаниях, подаваемых на вход. Попробуйте пропустить через контур прямоугольные импульсы на резонансной частоте; отметьте амплитуду выходных синусоидальных колебаний. Теперь постепенно уменьшайте частоту, пока не получите второй существенный подъем амплитуды выходных колебаний (для прямоугольных импульсов это случится на частоте, равной 1/3 от резонансной), и замерьте амплитуду (она должна быть порядка 1/3 от исходной). При некоторой старательности можно найти амплитуду и частоту первых пяти или шести членов ряда Фурье. Можете ли вы придумать способ измерения числа $\pi$ с помощью этого контура?

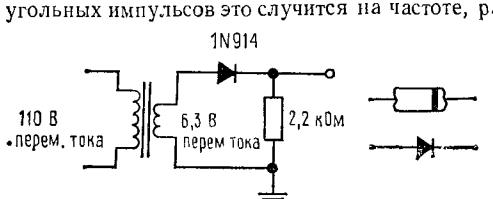



Рис. 3.2. Однополупериодный выпрямитель.

**3.2. Однополупериодный выпрямитель.** Соберите однополупериодный выпрямитель на базе трансформатора на 6,3 В (эфф.) и диода 1N914 (рис. 3.2). Подсоедините нагрузку 2,2 кОм и посмотрите выходное напряжение на осциллографе. То ли вы видите, что ожидали? Полярность? Почему $U_{пик} > 6{,}3$ В?



**3.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель.** Теперь соберите двухполупериодную мостовую схему (рис. 3.3). Будьте внимательны насчет полярности — полоса на диоде означает катод (см. рис. 3.3). Посмотрите на выходные колебания (но не пытайтесь одновременно смотреть входное напряжение на вторичной обмотке трансформатора с помощью второго канала осциллографа. Что произойдет в этом случае?). Имеет

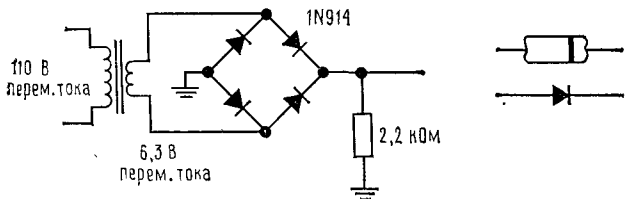



Рис. 3.3. Двухполупериодный мост.

ли смысл использовать эту схему? Почему пиковая амплитуда меньше, чем у предыдущей схемы? Какова она должна быть? Что случится, если поменять полярность одного из диодов? (Не пытайтесь этого делать!) Посмотрите на участок выходного напряжения около нуля вольт. Откуда взялись плоские участки? Измерьте их длительность и дайте объяснение.

**3.4. Пульсации.** Подсоедините параллельно выходу конденсатор фильтра емкостью 15 мкФ. (Важно помнить полярность!) Хорош ли выходной сигнал? Подсчитайте, какова должна быть амплитуда пульсаций, а потом измерьте ее. Совпадает? Если нет, то не ошиблись ли вы на множитель 2, определяя время разряда конденсатора? Теперь присоедините параллельно выходу конденсатор 500 мкФ (опять же помните о полярности) и убедитесь, что пульсации сведены к значениям, вами предсказанным. Эта схема теперь является вполне приличным источником напряжения для нагрузок с малым потреблением тока. Чтобы создать «источник питания», способный давать больший ток, вам придется применить диоды помощнее (например, 1N4002) и конденсатор побольше.

**3.5. Сигнальные диоды.** Постройте с помощью диода дифференциатор с выпрямлением (рис. 3.4). Подайте на него прямоугольные импульсы с частотой порядка 10 Гц при

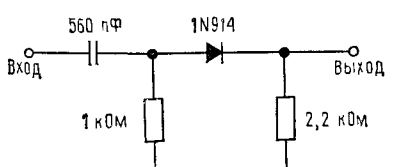



Рис. 3.4. Дифференциатор с выпрямлением.

максимальной амплитуде генератора. Понаблюдайте входной и выходной сигналы, используя оба канала осциллографа. В чем смысл этой цепи? Зачем нужен резистор нагрузки 2,2 кОм? Попробуйте его убрать.

**3.6. Диодный ограничитель.** Постройте простой диодный ограничитель по схеме рис. 3.5. Подайте на вход синусоидальные колебания максимальной амплитуды от

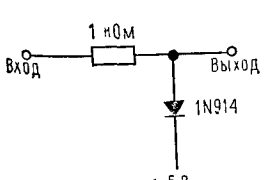



Рис. 3.5. Диодный ограничитель.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

генератора и наблюдайте выходной сигнал. Теперь используйте делитель напряжения в качестве источника напряжения ограничения (рис. 3.6). Подайте на схему синусоиду с большой амплитудой и посмотрите на пик выходного сигнала. Почему он так сильно скруглен? (Указание: учтите полное выходное сопротивление «источника напряжения», образованного делителем напряжения.) Чтобы проверить ваше объяснение, возбудите схему треугольными импульсами; результат сравните с рис. 1.83 в тексте.

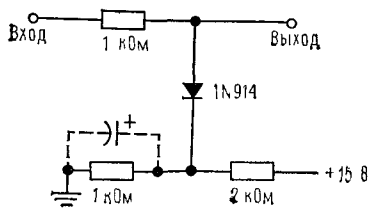



Рис. 3.6. Схема ограничения с уровнем ограничения, заданным делителем напряжения.

Для исправления ситуации попробуйте добавить конденсатор 15 мкФ, как показано пунктиром (заметьте полярность). Испытайте схему. Объясните сами для себя, как она работает. Это будет хорошей иллюстрацией понятия шунтирующего конденсатора. Что он шунтирует и зачем?

**3.7. Диодный ограничитель.** Соберите простой диодный ограничитель, показанный на схеме рис. 3.7. Подавайте на его вход синусоидальные колебания, треугольные и прямоугольные импульсы различной амплитуды. Объясните, как и почему работает схема. Можете ли вы придумать для нее какое-нибудь применение?

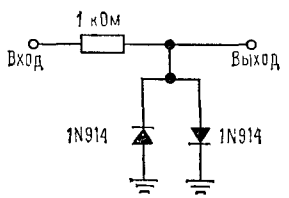



Рис. 3.7. Диодный ограничитель.

**3.8. Полное сопротивление измерительных приборов.** В первой лабораторной работе мы отмечали, что идеальный измерительный прибор не должен оказывать влияния на испытываемую схему. В силу этого условия вольтметр, например, должен иметь бесконечное полное сопротивление, а амперметр — нулевое. Аналогично этому осциллограф должен иметь бесконечное полное сопротивление, а источник питания и функциональный генератор — нулевое.

Начнем с измерения внутреннего сопротивления авометра в диапазоне 10 В постоянного тока. Умному человеку для этой работы понадобится только источник постоянного напряжения и резистор. Проделайте ту же работу в диапазоне 50 В постоянного тока. В чем здесь суть? Большинство авометров со стрелкой-указателем маркируются фразой вроде «20 000 Ом на вольт» в диапазонах постоянного тока. Что это значит? Прочитайте раздел об измерительных приборах на стр. 23—24, т. 1.

Теперь с помощью того же приема измерьте входное активное сопротивление осциллографа. Помните, что если это действительно хороший прибор для измерения напряжения, то это сопротивление должно быть достаточно большим. В качестве источника напряжения лучше использовать генератор синусоидальных колебаний 100 Гц, а не источник постоянного напряжения, как в прошлый раз.

Чтобы измерить входное полное сопротивление осциллографа, подайте на него сигнал через сопротивление 1 МОм (рис. 3.8). Каково будет ослабление на низкой частоте ($f < 1$ кГц)? Теперь увеличивайте частоту. Что происходит? Объясните это, считая вход осциллографа параллельным соединением $R$ и $C$. Каковы приблизительные значения $R$ и $C$? Как можно улучшить эту схему, чтобы сигнал на всех частотах ослаблялся ровно вдвое? Попытайтесь это сделать!



Теперь вернитесь обратно и прочитайте о щупах (пробниках) в приложении А (стр. 398, т. 2). Воспользуйтесь щупом 10х для исследования калибровочного сигнала (обычно прямоугольного с частотой 1 кГц напряжением 1 В), выведенного на переднюю панель осциллографа. Отрегулируйте «компенсацию» щупа, чтобы получить хороший прямоугольный импульс на экране. Используйте эти щупы на вашем осциллографе во всех остальных лабораторных работах, как настоящий профессионал!

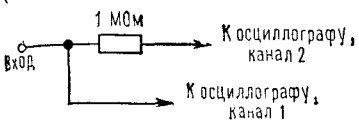



Рис. 3.8. Схема для измерения полного сопротивления входа осциллографа.

И наконец, измерьте внутреннее выходное сопротивление функционального генератора. (Не пытайтесь делать этого омметром!) Вместо этого подключите к генератору в виде нагрузки резистор с известным сопротивлением и замерьте падение напряжения на нем. Для определения $R_{вых}$ достаточно одного значения $R_н$, но вы попробуйте несколько, чтобы получить результат с уверенностью. Сигнал используйте малый, скажем 1 В полного размаха (от пика к пику) при частоте 1 кГц.

## Лабораторная работа 4. Транзисторы 1

Материал для чтения: разд. 2.01—2.08, стр. 88—111, т. 2.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 1,3; негодные схемы, а, б, г, д, з, и.

**4.1. Транзисторные переходы являются диодами.** Возьмите *npn*-транзистор 2N3904, проверьте, что его можно представить, как показано на рис. 2.2, промерив переходы БК и БЭ авометром в диапазоне $R \times 100$ (не пользуйтесь диапазоном $R \times 1$ — слишком большой ток). Какое предположение следует из рис. 2.2 в тексте относительно результата такого измерения на переходе КЭ? Попробуйте измерить его авометром. Запом-

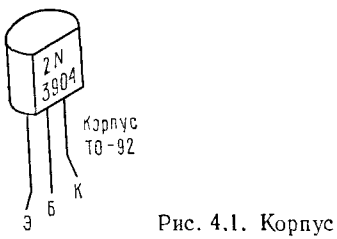



Рис. 4.1. Корпус транзистора ТО-92.

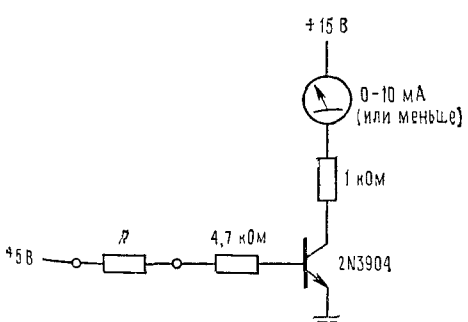



Рис. 4.2. Схема для измерения $h_{21э}$.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

нить, что это неплохой способ проверки на месте транзистора при подозрении на неисправность — он должен по крайней мере вести себя, как пара диодов.

**4.2. Коэффициент усиления транзистора по току.** Измерьте $h_{21э}$ при нескольких значениях $I_к$ с помощью схемы рис. 4.2. Резисторы 4,7 кОм и 1 кОм ограничивают токи. Какие токи они ограничивают и до каких пределов?

Испробуйте различные значения $R$, используя магазин сопротивлений, например 4,7 МОм, 1 МОм, 470 кОм, 100 кОм, 47 кОм. Оцените в каждом случае ток базы ($U_{бэ} \approx 0{,}6$ В) и по измеренным значениям тока коллектора подсчитайте $h_{21э}$.

**4.3. Транзисторный ключ.** Испытайте схему рис. 4.3, в которой транзистор работает в качестве ключа, т. е. или *заперт*, или находится в состоянии *насыщения*. Включите и выключите ток базы, отсоединяя и подсоединяя один конец резистора к источнику напряжения стенда [1].

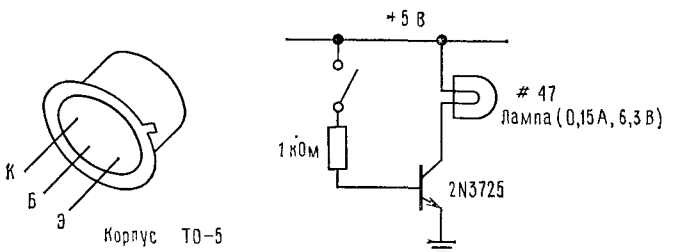



Рис. 4.3. Транзисторный ключ.

Оцените приблизительно ток базы $I_б$. Каково минимально необходимое значение $h_{21э}$?

Измерьте напряжение насыщения $U_{кэ\ нас}$ пробником осциллографа. Потом запараллельте резистор базы сопротивлением 150 Ом и заметьте улучшенное $U_{кэ\ нас}$. Подробнее о насыщении см. приложение Ж в тексте книги.

**4.4. Эмиттерный повторитель.** Соберите эмиттерный повторитель на *npn*-транзисторе (рис. 4.4). Подайте на него синусоидальную волну, симметричную относительно нуля

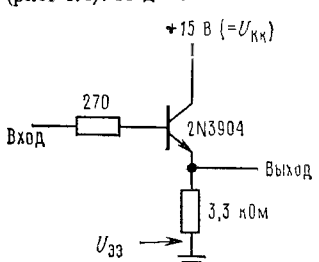



Рис. 4.4. Эмиттерный повторитель. Малый резистор в цепи базы часто необходим для предупреждения колебаний.

(убедитесь, что «сдвиг» постоянного тока генератора установлен на нуль), и посмотрите на осциллографе, какое получается плохое «повторение». Дайте точное объяснение, почему так получается. Теперь попробуйте подсоединить питание эмиттера (точка, обозначенная на схеме $U_{эз}$) к напряжению —15 В вместо земли и посмотрите выходной сигнал. Объясните, что получилось.

**4.5. Входное и выходное полное сопротивление повторителя.** В последней схеме замените малый резистор базы на 10 кОм, чтобы имитировать источник сигнала с умеренно высоким полным сопротивлением, т. е. малой способностью отдавать ток (рис. 4.5).

[1] Еще лучше, включив 1 кОм на +5 В постоянно, закорачивать базу на землю. Это нужно, чтобы транзистор не оказывался в режиме «оборванной базы».— *Прим. ред.*



а) Измерьте $Z_{вых}$ — выходное полное сопротивление повторителя, подсоединив нагрузку 1 кОм (с блокировочным конденсатором — зачем?) к выходу повторителя и наблюдая за падением амплитуды выходного сигнала; используйте для этого малый входной сигнал — меньше вольта. Если рассматривать выход эмиттерного повторителя как источник сигнала, соединенный последовательно с $Z_{вых}$ [схема Тевенина],

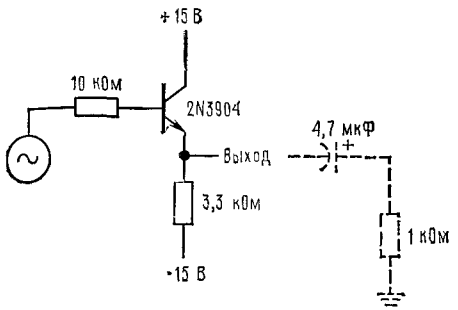



Рис. 4.5. Схема для измерения $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ у эмиттерного повторителя.

то нагрузка 1 кОм образует вместе с $Z_{вых}$ на частоте сигнала делитель, при этом полное сопротивление блокировочного конденсатора пренебрежимо мало. Отсюда находим $Z_{вых}$. Имеет ли смысл измеренное значение?

б) Уберите нагрузку 1 кОм. Теперь измерим $Z_{вх}$, полное входное сопротивление, связанное в этой конкретной схеме с базой транзистора, проводя измерения поочередно на обоих концах входного резистора 10 кОм. При этом измерении резистор эмиттера 3,3 кОм также является «нагрузкой». Снова используйте малый сигнал. В чем смысл результата? (См. стр. 94, т. 1.)

**4.6. Повторитель с одиночным источником питания.** На рис. 4.6 показана смещенная должным образом схема эмиттерного повторителя, работающего от одиночного

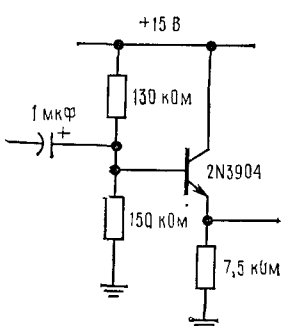



Рис. 4.6. Повторитель с однополюсным источником питания. Резистор 270 Ом, последовательно присоединенный к базе, может оказаться необходим, если в схеме присутствуют автоколебания.

источника положительного питания. Эта исходит из примера на стр. 99—102, т. 1. Соберите схему и проверьте ее способность отдавать выходной сигнал с большим размахом до появления ограничения. Схемы усилителей при наибольших динамических диапазонах должны иметь симметричное ограничение.

**4.7. Источник тока.** Постройте источник (приемник тока) по схеме рис. 4.7. Медленно изменяйте переменную нагрузку 2,5 кОм и наблюдайте за изменением значения измеренного авометром тока. Что произойдет при максимальном значении сопротивления? Можете ли вы это объяснить в терминах рабочего диапазона по напряжению источника тока?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Даже в рабочем диапазоне напряжений можно обнаружить изменения выходного тока с изменением нагрузки. Что вызывает эти изменения? Можете ли вы проверить ваше объяснение соответствующими измерениями? (Указание: при объяснении работы источника тока на стр. 102, т. 1 сделаны два важных допущения.)

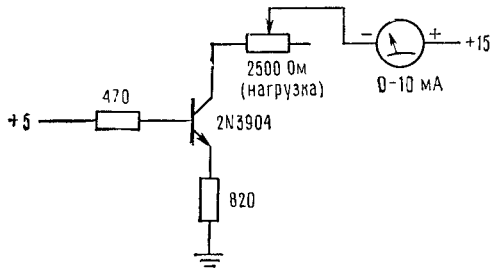



Рис. 4.7. Транзисторный источник тока.

**4.8. Усилитель с общим эмиттером.** Соберите усилитель с общим эмиттером по схеме рис. 4.8. Каким должен быть его коэффициент усиления по напряжению? Проверьте. Инвертируется ли фаза сигнала? Правильно ли установлена рабочая точка покоя коллектора (т. е. его напряжение покоя)? Что можно сказать о нижней граничной частоте усилителя, отвечающей значению —3 дБ? Каково его выходное полное сопротивление? Проверьте это подключением активной нагрузки с блокирующим конденсатором.

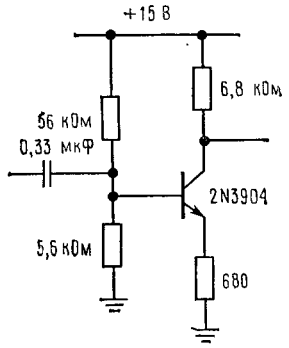



Рис. 4.8. Усилитель с общим эмиттером.

**4.9. Буферный эмиттерный повторитель.** Добавьте *npn*-эмиттерный повторитель к описанному усилителю. Тщательно продумайте связь и смещение. Используйте резистор 1 кОм в цепи эмиттера. Снова измерьте выходное полное сопротивление, используя малый сигнал. Изменился ли общий коэффициент усиления от добавления эмиттерного повторителя?

## Лабораторная работа 5. Транзисторы 2

Материал для чтения: разд. 2.09—2.14, стр. 111—127, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 2,7; негодные схемы в, е.

**5.1. Динамический построитель диодной характеристики.** Соберите построитель характеристик $U$ — $I$, изображенный на рис. 5.1. Он использует горизонтальный и вертикальный входы осциллографа для получения зависимости $I$ от $U$. Объясните, как он работает; в частности, почему нельзя трансформатор на 6,3 В заменить генератором?



Испробуйте схему. Сначала исследуйте диод 1N914. Установите, где находится уровень нулевого тока и напряжения на экране осциллографа, поочередно отключая сигнал от горизонтального и вертикального входов. Вычислите калибровку мА/дел., В/дел. и постройте с разумной точностью график на миллиметровке. Сравните его с

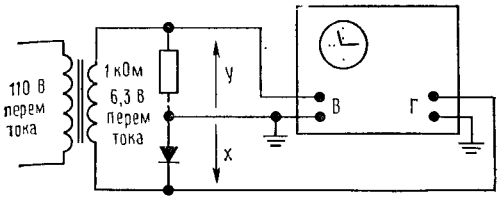



Рис. 5.1. Динамический построитель диодных характеристик.

графиком, полученным в лабораторной работе 1.3. Посмотрите на изображение диодной характеристики, чтобы почувствовать формулу Эберса — Молла. Потом поменяйте полярность диода. Наконец, замените 1N914 (обычный сигнальный диод) на 1N749 или ему подобный (стабилитрон 4,3 В) и также постройте его характеристику.

**5.2. Формула Эберса — Молла.** Соберите схему, которую вы использовали для измерения (рис. 5.2). Используйте вновь магазин сопротивлений для генерации коллекторного тока от нескольких микроампер до нескольких миллиампер. Постройте в логарифмическом масштабе график возрастания $U_{бэ}$ с ростом $I_к$ и подтвердите закон «60 мВ/декада».

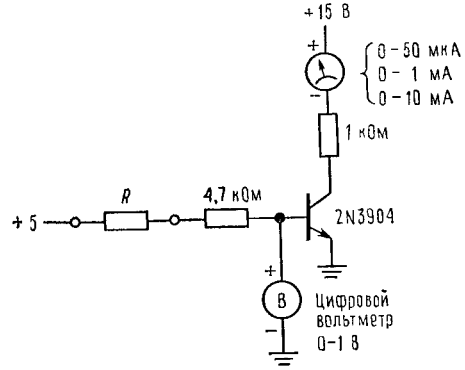



Рис. 5.2. Схема для измерения зависимости $I_к$ от $U_{бэ}$.

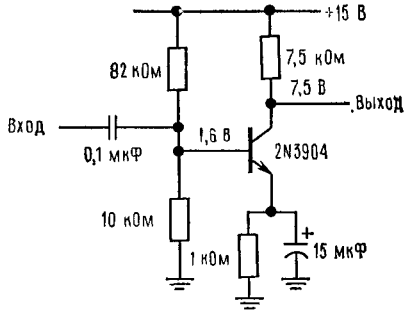



Рис. 5.3. Усилитель с заземленным эмиттером.

**5.3. Усилитель с заземленным (общим) эмиттером.** Соберите схему рис. 5.3 (рис. 2.35 из текста книги). Во-первых, проверьте напряжение покоя коллектора. Потом подайте на вход малые *треугольные* импульсы с частотой 10 кГц с амплитудой, почти дающей ограничение (нужно будет сильное ослабление — 40 дБ и более — на функциональном генераторе). Имеют ли колебания на выходе вид, показанный на рис. 5.4 (в тексте рис. 2.34)? Уясните это для себя в деталях.

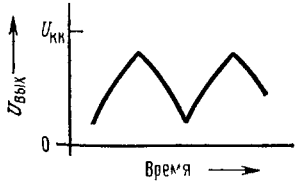



Рис. 5.4. Выходной сигнал большого размаха у усилителя с заземленным эмиттером, возбуждаемого треугольными импульсами.



Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Теперь уберите коиденсатор 15 мкФ, увеличьте амплитуду входного сигнала (коэффициент усиления сильно уменьшен), и вы увидите на выходе треугольные импульсы полного размаха без заметных искажений. Измерьте коэффициент усиления по напряжению; совпадает ли он с предсказанным вами?

Верните на место конденсатор 15 мкФ и ослабьте до минимума выходной сигнал функционального генератора. Учитывая $r_э$, предскажите коэффициент усиления по напряжению в точке покоя. Измерьте его; есть совпадение?

**5.4. Смещение с помощью обратной связи по постоянному току.** Соберите усилитель с заземленным эмиттером с обратной связью по постоянному току по схеме рис. 5 5 (в тексте рис. 2.40). Такая организация схемы обеспечивает достаточную устойчивость смещения. Номинальная точка покоя коллектора есть 11 $U_{бэ}$, грубо $\sim$ 7 В. Если напряжение покоя коллектора, например, больше этого значения, то через делитель в цепи базы транзистор перейдет в состояние большей проводимости, и таким образом восстановится правильная рабочая точка; точно так же рабочая точка восстановится и при уменьшении напряжения покоя.

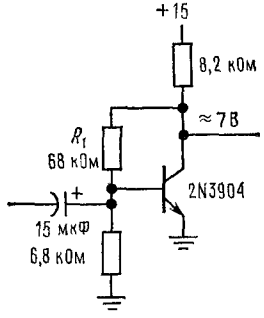



Рис. 5.5. Усилитель с заземленным эмиттером с обратной связью по постоянному току.

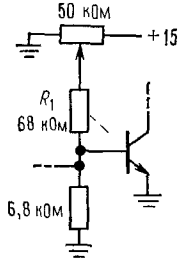



Рис. 5.6. Плохая схема смещения для усилителя с заземленным эмиттером.

Проверьте, что напряжение покоя коллектора оценено приблизительно правильно. Так как $U_{бэ}$ зависит от температуры, то у вас должна быть возможность слегка изменить напряжение коллектора, подогревая транзистор пальцами; в какую сторону оно сдвинется? Практически эта малая температурная чувствительность не является основным недостатком; смещение каскада с заземленным эмиттером без такой схемы обратной связи гораздо менее надежно, как мы сейчас увидим.

Отсоедините $R_1$ от коллектора и подайте теперь смещение от потенциометра (рис. 5.6). После того как вы добьетесь от схемы удовлетворительной работы (симметричный размах без ограничений), замените 2N3904 (обычное значение $h_{21э}$ порядка 100) на 2N5962 (обычное значение $h_{21э}$ порядка 1000), и вы увидите, что транзистор попал в насыщение (слишком малое $U_к$). Идея такой схемы смещения порочна, поскольку велика зависимость режима от $h_{21э}$.

Оставьте в схеме 2N5962 и вновь присоедините к коллектору резистор 68 кОм ($R_1$), как в исходной схеме. Удостоверьтесь, что смещение остается верным и при больших изменениях $h_{21э}$. В такой схеме цепь смещения обеспечивает также отрицательную обратную связь на частотах сигнала. Более детальное обсуждение этого вопроса см. в гл. 3; но чтобы увидеть некоторые интересные и полезные эффекты, подключите входной сигнал через резистор 6,8 кОм и отметьте хорошую линейность и большой размах (снова воспользуйтесь треугольными импульсами).

**5.5. Токовое зеркало.** Постройте классическое токовое зеркало (рис. 5.7) (в тексте рис. 2.43). Насколько точно выходной ток равен задающему (управляющему) току (который вы можете вычислить без всяких измерений)? Теперь попробуйте сжать

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



пальцами одии из транзисторов, чтобы посмотреть, как влияет на выходиой ток разность температур $T_1$ и $T_2$. Растет или убывает $I_{вых}$? Объясиите почему.

Замените $T_2$ другим транзистором 2N3906 и посмотрите, какой разброс можно получить, применяя несогласованные транзисторы. Теперь поставьте некоторое сопротивление (от 5 до 10 кОм) последовательно с вашим измерительным прибором и

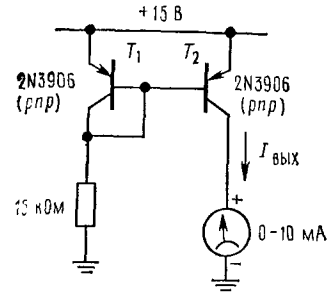



Рис. 5.7. Классическое *pnp*-токовое зеркало.

посмотрите, как меняется $I_{вых}$ с напряжением нагрузки. Насколько хорошим источиником тока является токовое зеркало по сравнению с источником тока, который был построен в предыдущей работе?

Теперь замените $T_1$ и $T_2$ транзисторной сборкой CA3096. Расположение контактов этой сборки показано на рис. 5.8. Измерьте $I_{вых}$, используя согласованную *pnp*-

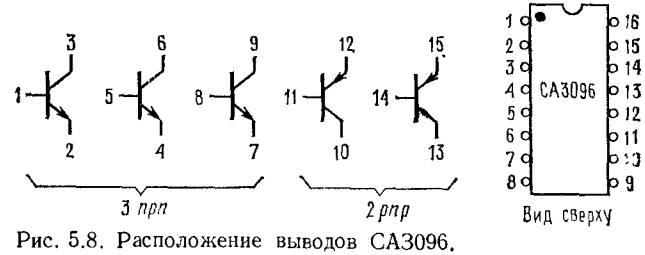



Рис. 5.8. Расположение выводов CA3096.

пару CA3096 в приведенной выше схеме токового зеркала. Насколько близки значения выходного и задающего токов? Наилучший вариант CA3096 (микро-схема CA 3096A) имеет рассогласование $U_{бэ}$ от 0,15 мВ (типичное значение) до 5 мВ (максимальное). Каким отношениям коллекторных токов соответствуют эти значения?

**5.6. Переходные искажения.** Исследуйте «переходные искажения», построив пушпульный выходной каскад, показаииый иа рис. 5.9. Подайте на него синусоидальные коле-

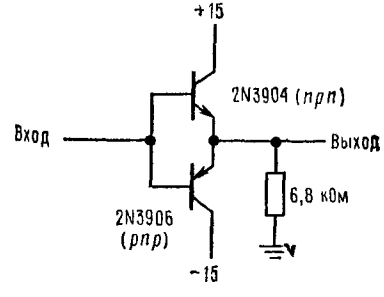



**Рис. 5.9. Пушпульный эмиттериый повторитель с дополиительной симметрией.**

бания с амплитудой по крайней мере несколько вольт, частотой около 1 кГц. Проверьте, что сдвиг выходного сигнала генератора по постоянному току установлен на нуль. Внимательно посмотрите на выходной сигнал. Если вы видите нечто совсем странное, то это могут быть паразитные колебания. Их можно укротить, поставив резистор 470 Ом последовательно с общим выводом базы и, если понадобится, добавив конденсатор 100 пФ между выходом и землей.

Погоняйте амплитуду вверх и вниз. Поиграйте со сдвигом сигнала по постоянному току, если на вашем генераторе это возможно.

## Лабораторная работа 6. Транзисторы 3

Материал для чтения: гл. 2, разд 2.15 — конец главы, стр. 132—153, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 4, 5, 6, 8; негодная схема ж.

**6.1. Составные транзисторы (схема Дарлингтона).** Включите два транзистора 2N3904 в пару Дарлингтона и снимите ее характеристики с помощью схемы, изображенной на рис. 6.1.

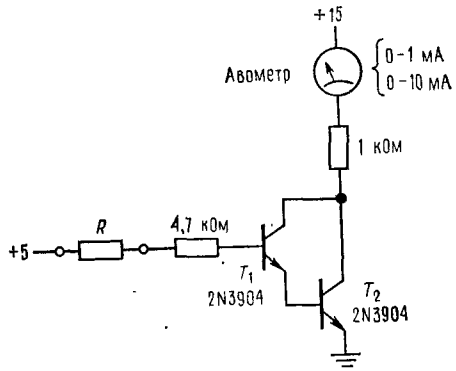



Рис. 6.1. Испытательная схема для пары Дарлингтона. В качестве $R$ используйте магазин сопротивлений.

а) Начните с уменьшения $R$ до нескольких тысяч омов, чтобы привести транзистор в хорошее насыщение; при этом $I_к = 15$ мА. Измерьте $U_к$ («напряжение насыщения схемы Дарлингтона») и $U_0$ у $T_1$ («$U_{бэ}$ схемы Дарлингтона»). Как они соотносятся с обычными значениями одиночных транзисторов? Если не знаете, то померьте отдельно напряжения у $T_1$, заземлив его эмиттер. Результаты объясните.

б) Увеличьте $R$ до значений 500 кОм — 10 МОм с целью уменьшить $I_к$ до нескольких миллиампер. Измерьте $h_{21э}$ при токе коллектора от 1 мА до 10 мА (как и раньше, *измерьте* $I_к$, но *вычисляйте* $I_б$ через $R$).

**6.2. Супербета-транзистор (с очень большим $h_{21э}$).** Поставьте одиночный супербета-транзистор 2N5962 вместо пары Дарлингтона и проделайте тот же набор измерений, то есть $U_{бэ}$, $U_{кэ\,нас}$ и $h_{21э}$ при токах коллектора от 1 до 10 мА. Согласуется ли их результат с «типичными» значениями на рис. 2.76 в тексте?

**6.3. Следящая связь.** Для начала соберите эмиттерный повторитель по схеме рис. 6.2 (в тексте рис. 2.63).

а) Во-первых, удалите конденсатор 15 мкФ. Каким приблизительно будет входное полное сопротивление? Измерьте его, подсоединив ко входу генератор через сопротивление 10 кОм и заметив падение напряжения между точками А и Б. Проверьте, имеет ли выходной сигнал (в точке В) ту же амплитуду, что и в точке Б (используйте входной сигнал с частотой из диапазона 10 — 100 кГц).

б) Теперь добавьте конденсатор следящей связи 15 мкФ. Снова измерьте входное полное сопротивление, подключая осциллограф к обоим концам последовательного резистора 10 кОм. Убедитесь, что вам понятно, за счет чего происходит улучшение.

в) Попробуйте убрать сопротивление 10 кОм и конденсатор следящей связи, а затем постепенно увеличивайте амплитуду входного сигнала, наблюдая выходной,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



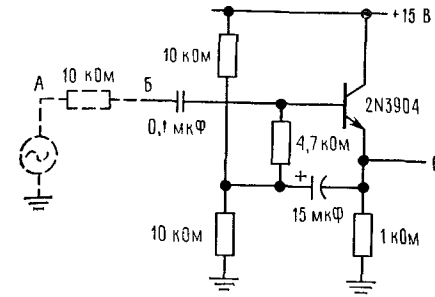



Рис. 6.2. Эмиттерный повторитель со следящей связью.

пока не выведете выход генератора на самый высокий уровень. Откуда у выходного сигнала берутся эти забавные отрицательные всплески? Если у вас появились паразитные колебания, то следует добавить последовательный резистор 270 Ом.

**6.4. Дифференциальный усилитель.** Соберите схему рис. 6.3. Предскажите напряжение покоя коллектора. Предскажите коэффициенты усиления — дифференциальный и синфазного сигнала (не забудьте об $r_э$).

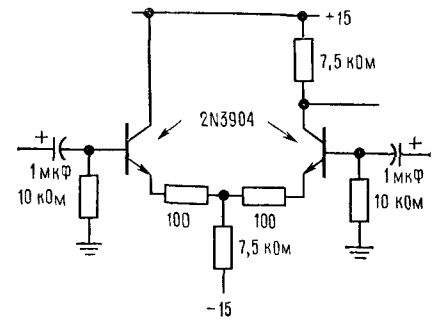



Рис. 6.3. Дифференциальный усилитель.

Теперь измерьте эти величины: для измерения $K_{дифф}$ заземлите один вход и подайте малый сигнал на другой; для $K_{синф}$ замкните оба входа между собой и возбуждайте их умеренным сигналом скажем, 1 В, от пика к пику.

**6.5. Эффект Миллера.** Для начала постройте усилитель с однополюсным выходом и высоким коэффициентом усиления (шунтированный эмиттер) по схеме рис. 6.4.

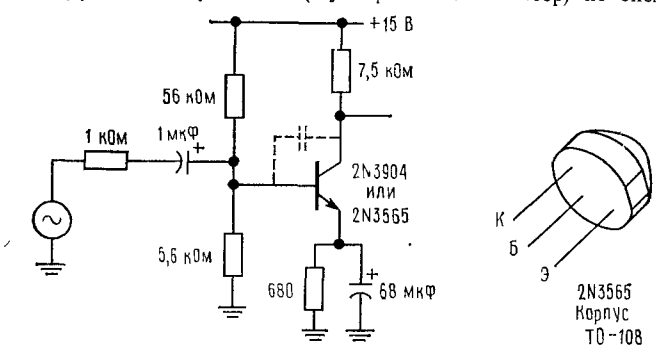



Рис. 6.4. Схема *прп*-усилителя с заземленным эмиттером для исследования эффекта Миллера.

Предскажите коэффициент усиления по напряжению, потом измерьте его (закоротите входной резистор 1 кОм). Проверьте, что напряжение покоя коллектора имеет разумное значение.

Теперь восстановите резистор 1 кОм (он имитирует полное сопротивление генератора, которое может быть в схеме). Измерьте *верхнюю сопрягающую частоту*, отвечающую значению усиления — 3 дБ.

Теперь добавьте конденсатор 33 пФ с коллектора на базу (показан пунктиром). Он добавляется к емкости транзисторного перехода (около 2 пФ), усиливая эффект Миллера. Снова измерьте частоту, отвечающую значению — 3 дБ. Дайте качественное объяснение, вводя понятие эффективной емкости, подключенной на землю и порожденной эффектом Миллера.

## Лабораторная работа 7. ОУ 1

Материал для чтения: разд. 3.01—3.09, стр. 154—164, т. I.

Задачи в тексте; негодные схемы б, г, д, е, ж, и, к, м.

**7.1. Коэффициент усиления разомкнутого ОУ.** Соберите себе на удивление схему рис. 7.1 и понаблюдайте за поведением выходного сигнала, медленно вращая потенциометр. Совпадает ли его поведение с указанием в спецификации: «Коэффициент усиления (тип.) = 200 000»?

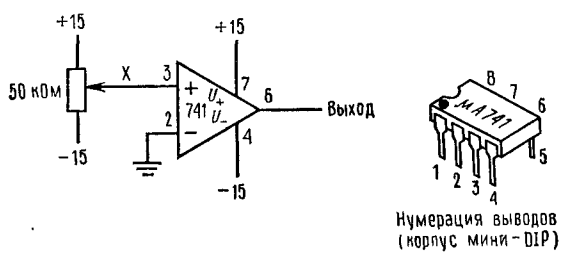



Рис. 7.1. Схема испытания разомкнутого ОУ.

Теперь разомкните вход в точке *X*, замкните два входа вместе и вставьте резистор 1 МОм, чтобы можно было измерять малый входной ток, измеряя падение напряжения на сопротивлении 1 МОм цифровым мультиметром (в диапазоне 1 В). Чем определяется измеренный вами входной ток? По его знаку определите, является входной транзистор транзистором типа *npn* или *pnp*; проверьте свой вывод по схеме усилителя 741 на рис. 3.27 на стр. 173, т. 1. Соответствует ли измеренный вами ток спецификации: «$I_{см}$ = 80 нА (тип.), 500 нА (макс.)»?

Хотя входной ток 741 совсем мал по сравнению с обычными значениями для транзисторов и часто его можно не учитывать, иногда может понадобиться ОУ, более близкий к идеалу (никакого входного тока). У популярного 355 используется во входном каскаде ПТ (полевой транзистор), что снижает входной ток. Попробуйте поставить его на место 741 — у них одно и то же расположение выводов. Измерим ли с помощью вашей схемы специфицированный входной ток 355: $I_{см}$ = 0,03 нА (тип.), 0,2 нА (макс.)?

**7.2. Инвертирующий усилитель.** Соберите инвертирующий усилитель по рис. 7.2

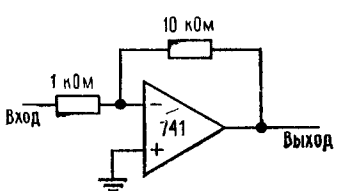



Рис. 7.2. Инвертирующий усилитель.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



(в этих лабораторных работах применяйте для всех схем на ОУ источники питания ±15 В, если явно не обозначено иное). Подайте на него синусоидальные колебания 1 кГц. Каков будет коэффициент усиления? Максимальный размах выходного сигнала? Что можно сказать о линейности? (Попробуйте на треугольных импульсах.) Испробуйте синусоидальные колебания других частот. На какой (приблизительно) высокой частоте прекращается хорошая работа усилителя? Зависит ли этот верхний предел частоты от амплитуды?

Вернемся к синусоидальным колебаниям на частоте 1 кГц. Измерьте входное полное сопротивление этой схемы усилителя, добавив к входу последовательно резистор 1 кОм. Измерьте (или хоть попытайтесь) выходное полное сопротивление — заметьте, что блокирующий конденсатор при этом не нужен (почему?). Так как ОУ не может дать выходного тока больше нескольких миллиампер, то сигнал надо удерживать малым. Заметьте, что малое значение выходного полного сопротивления при «малых сигналах» не обязательно означает возможность получения большой мощности (т. е. возможность использования полного размаха выходного сигнала при малых значениях полного сопротивления нагрузки).

**7.3. Неинвертирующий усилитель.** Соберите неинвертирующий усилитель по схеме рис. 7.3. Каким будет коэффициент усиления по напряжению (заметьте — не тот, что

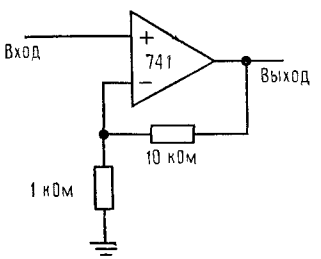



Рис. 7.3. Неинвертирующий усилитель.

в предыдущей схеме)? Измерьте его входное полное сопротивление на частоте 1 кГц, подключив входной сигнал через резистор 100 кОм или 1 МОм. Обеспечивает ли эта конфигурация малое выходное полное сопротивление, которое вы измерили у инвертирующего усилителя?

**7.4. Повторитель.** Постройте повторитель на основе 741. Проверьте его рабочие параметры, измерьте, в частности, если это возможно, $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$. Что можно сказать о его способности повторять высокочастотный сигнал? По этому вопросу (и вообще, об ограничениях, свойственных ОУ) см. следующую лабораторную работу.

**7.5. Источник тока.** Испытайте источник тока на ОУ (рис. 7.4). Каким должен быть ток? Покрутите потенциометр 2,5 кОм и понаблюдайте за значением тока. Если вы не улавливаете никаких изменений, попробуйте воспользоваться цифровым мультиметром.

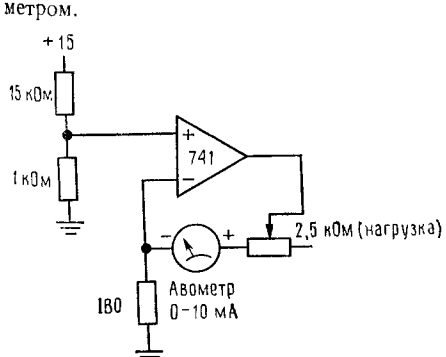



Рис. 7.4. Источник тока.

Заметьте, что этот источник тока хотя и является гораздо более прецизионным и устойчивым, чем простой транзисторный источник, тем не менее имеет тот недостаток, что для него требуется «плавающая» нагрузка (нигде не заземленная; к тому же у него значительно ограничено быстродействие, что существенно в тех случаях, когда либо выходной ток, либо полное сопротивление нагрузки меняются за время порядка микросекунды).

**7.6. Преобразователь тока в напряжение.** В качестве фотодиода в схеме рис. 7.5 используйте фототранзистор FPT100. Посмотрите выходной сигнал (если уровень постоянного тока больше 10 В, уменьшите резистор обратной связи до 1 МОм). Каков будет средний уровень постоянного тока и каков процент «модуляции» (она будет относительно большой, если в лаборатории есть люминесцентные лампы)? Какому входному фототоку отвечает выходной уровень? Попробуйте накрыть фототранзистор ладонью. Посмотрите осциллографом «суммирующую точку» (точку $X$) при изменении $U_{вых}$. Что должен показать осциллограф?

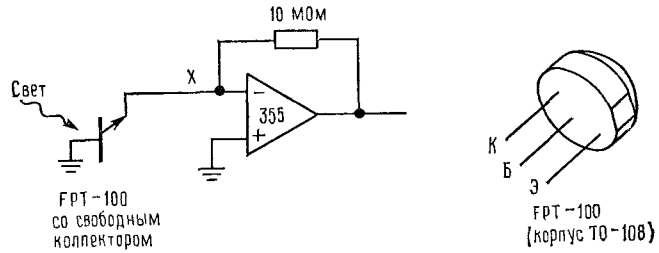



Рис. 7.5. Фотодиодная схема фотометра.

Теперь подключите FPT100 как *фототранзистор* (рис. 7.6). Каков теперь будет средний входной фототок? Каков процент модуляции? Посмотрите снова суммирующую точку.

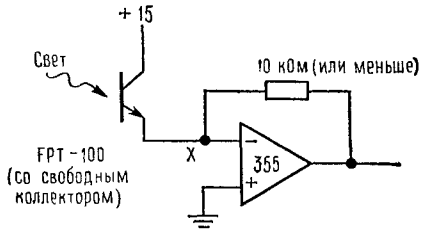



Рис. 7.6. Фототранзисторная схема фотометра.

**7.7. Суммирующий усилитель.** Схема рис. 7.7 представляет собой ДКД аналоговый преобразователь (ДКД означает «двоично-кодированный десятичный код»): это вариант схемы рис. 3.18 с нагрузкой (см. в тексте). Напряжение на входах 1—2—4—8 есть либо +5 В, либо 0 В. Напряжение на выходе пропорционально значению двоичного кода на входе. Во-первых, вычислите (а) полярность выходного напряжения и (б) чувствительность преобразования, т. е. число вольт на единицу. Затем соберите схему и испытайте ее. Какие нужны дополнения к схеме для получения выходного напряжения положительной полярности?

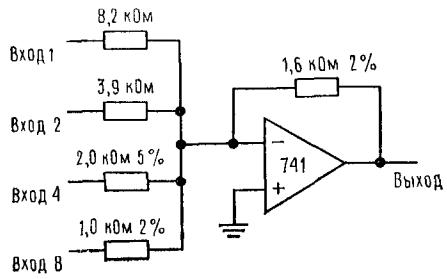



Рис. 7.7. ДКД ЦАП, нагруженный на суммирующий усилитель.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**7.8. Пушпульный буфер.** Постройте схему рис. 7.8. Возбуждайте ее синусоидальными колебаниями частотой 100—500 Гц. Посмотрите выходной сигнал ОУ, а потом — выходной сигнал пушпульного каскада (убедитесь, что у вас на выходе есть по крайней мере несколько вольт, а постоянное смещение генератора установлено на нуль). Вы увидите классические переходные искажения.

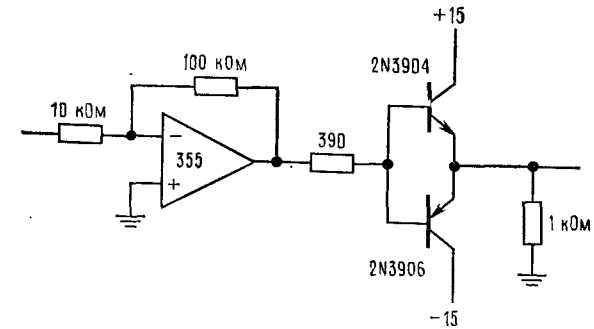



Рис. 7.8. Инвертирующий усилитель с пушпульным буфером.

Теперь присоедините правый конец резистора 100 кОм к выходу пушпульной схемы, как на рис. 3.21 в тексте книги, и снова посмотрите этот выход осциллографом. Переходные искажения будут убраны. Если так, то как должен выглядеть сигнал на выходе ОУ? Посмотрите.

## Лабораторная работа 8. ОУ 2

Материал для чтения: разд. 3.11 —3.19, стр. 173—208, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 1—4, 6, 7; негодные схемы *а*, *в*.

**8.1. Ограничения, свойственные ОУ. 1. Скорость нарастания.** Начнем с измерения скорости нарастания с помощью схемы 8.1.

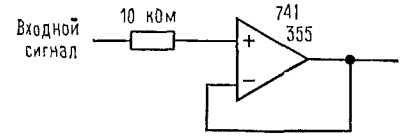



Рис. 8.1. Схема измерения скорости нарастания. Последовательный резистор предотвращает повреждение в случае выхода входного сигнала за пределы напряжения питания.

а) Подайте на вход прямоугольные импульсы с частотой около 1 кГц и посмотрите на осциллографе выходной сигнал. Оценив крутизну переходных участков, определите скорость нарастания. Посмотрите, что происходит при изменении амплитуды входного сигнала.

б) Подайте на вход синусоидальные колебания и отметьте частоту, при которой начинается падение амплитуды выходного сигнала при уровне входного сигнала, скажем, 10 В на период. Соответствуют ли ваши измерения результатам п.(а)?

Теперь вернемся назад и сделаем те же два измерения, заменив 741 на 355 (то же расположение выводов). У 741 обозначена «обычная» скорость нарастания около 0,5 В/мкс, у 355—5 В/мкс. Совпадает ли это с измеренными вами значениями?

**2. Напряжение сдвига.** Соберите неинвертирующий усилитель с усилением 1000 схеме рис. 8.2. Измерьте напряжение сдвига, используя сам усилитель для усиления сдвига входного сигнала до «измеряемого уровня». Замечание: тщательно продумайте, как поступить с входным выводом, чтобы вас не запутало действие входного тока смещения, который обычно бывает около 0,08 мкА. Сравните полученные вами результаты с цифрами спецификаций: $U_{сдв}$=2 мВ (обычн.), 6 мВ (макс.).

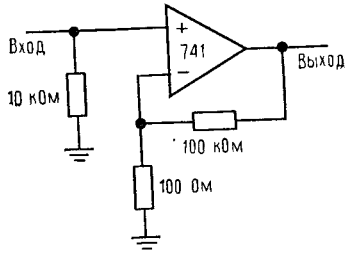



Рис. 8.2. Схема измерения сдвига.

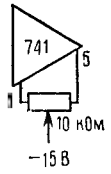



Рис. 8.3. Цепь подстройки нуля сдвига 741.

**3. Подстройка сдвига.** Настройте сдвиг напряжения на нуль, пользуясь рекомендованной для этой цели цепью (рис. 8.3).

**4. Ток смещения.** Теперь ослабьте связь входа с землей по сравнению с той, которую вы использовали в пункте 2, с целью измерить ток смещения [1]. Объясните, каким образом входной резистор 100 кОм позволяет это сделать. Теперь сравните ваши данные со спецификацией: $I_{см}$=0,08 мкА (обычн.), 0,5 мкА (макс.).

**5. Ток сдвига.** Перестройте схему теперь таким образом, чтобы оба входных вывода ОУ были последовательно включены с сопротивлениями 100 кОм, а общий коэффициент усиления по напряжению всей схемы не изменился. Это потребует размышлений (указание: придется где-то добавить один резистор). После того как вы это сделаете, действие тока смещения будет компенсировано, и останется только ток сдвига, т. е. разность между токами смещения на двух входах ОУ, который можно рассматривать как остаточную ошибку. Измерьте $I_{сдв}$ (ток сдвига), посмотрев остаточный уровень напряжения постоянного тока на выходе; сравните со спецификацией: $I_{сдв}$=0,02 мкА (обычн.), 0,2 мкА (макс.).

**8.2. Активный выпрямитель.** Соберите активный выпрямитель по схеме рис. 8.4 (в тексте рис. 3.24). Заметьте, что выходной сигнал этой схемы снимается не с выхода

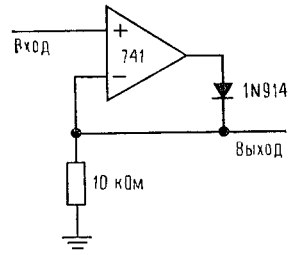



Рис. 8.4. Активный однополупериодный выпрямитель.

ОУ. Испытайте ее при медленных входных синусоидальных колебаниях, например, 100 Гц. Внимательно посмотрите на выход: что вызывает «мерцания»? Дайте объяснение наблюдениям. Что произойдет при более высоких частотах входного сигнала?

Поставьте в схему 355. Как улучшатся параметры?

[1] Поставив между входом и землей 100 кОм.— *Прим. ред.*



**8.3. Улучшенный активный выпрямитель.** В последнем задании вместо решения вопроса «в лоб» (применение ОУ с высокой скоростью нарастания) можно использовать более хитроумное схемное решение (рис. 8.5). Объясните, каким образом это улучшает характеристики.

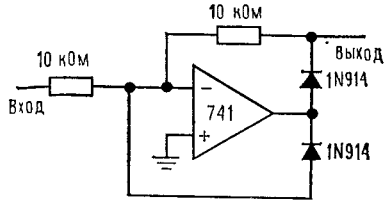



Рис. 8.5. Улучшенный активный однополупериодный выпрямитель.

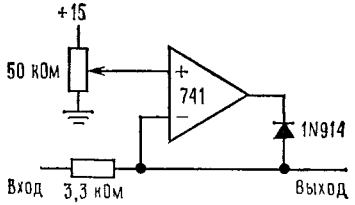



Рис. 8.6. Активный ограничитель.

**8.4. Активный ограничитель.** Испробуйте схему ограничения на ОУ (рис. 8.6.) (Снова заметьте, что выходной сигнал схемы снимается не с выхода ОУ; каково значение этого факта с точки зрения выходного полного сопротивления?). Возбудите схему синусоидальными колебаниями 1 кГц, наблюдая выходной сигнал. Что произойдет на более высоких частотах? Почему?

Переверните диод. Что должно случиться?

**8.5. Интегратор.** Соберите активный интегратор по схеме рис. 8.7 (в тексте рис. 3.44,*в*) Возбудите его прямоугольными импульсами с частотой 1 кГц. Эта схема чувствительна к малым смещениям постоянного тока входного сигнала (коэффициент усиления

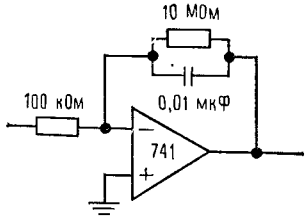



Рис. 8.7. Интегратор.

на постоянном токе у этой схемы равен 100); если окажется, что при напряжении, близком к питанию 15 В, выходной сигнал приходит в насыщение, то вы, возможно, должны отрегулировать у генератора положение ручки управления «сдвиг». По значениям параметров элементов предскажите амплитуду треугольного импульса «от пика до пика» у выходного сигнала, который получится при входном сигнале в виде прямоугольных импульсов частотой 500 Гц и с полным размахом 2 В. Теперь на практике убедитесь в правдивости ваших расчетов.

Какова роль резистора 10 МОм? Что случится, если его убрать? Попробуйте это сделать. Теперь поразвлекайтесь со сдвигом по постоянному току генератора — и вы получите от этой схемы хотя и не значение интеграла, зато хорошее настроение!

**8.6. Дифференциатор.** Схема на рис. 8.8 есть активный дифференциатор. Попробуйте возбудить его треугольными импульсами с частотой 1 кГц. Замечание: неустойчивость

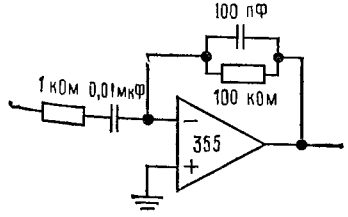



Рис. 8.8. Дифференциатор.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

есть неотъемлемое свойство дифференциаторов, поскольку истинный дифференциатор имел бы подъем характеристики 6 дБ/октава (20/декада); а это, как объяснено в разд. 3.33, грубо нарушает критерий устойчивости для усилителя с обратной связью. Чтобы эту трудность обойти, на входе традиционно ставят последовательный резистор, а параллельно резистору обратной связи — конденсатор; это превращает на высоких частотах дифференциатор в интегратор.

## Лабораторная работа 9. ОУ 3

Материал для чтения: разд. 3.20 — конец главы, стр. 210—247; разд. 4.03, стр. 252—254, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительное упражнение 5; негодные схемы з, и, л.

**9.1. ОУ с однополюсным питанием.** Сдвоенный ОУ 358 (также доступный в виде «счетверенного» — ОУ 325) может работать, как и любой другой ОУ, при $U_+ = +15$ В, $U_- = -15$ В; но он также может работать при $U_- =$ земля, поскольку рабочий входной диапазон по синфазному сигналу включает значение $U_-$, а выходной сигнал может иметь полный размах до $U_-$.

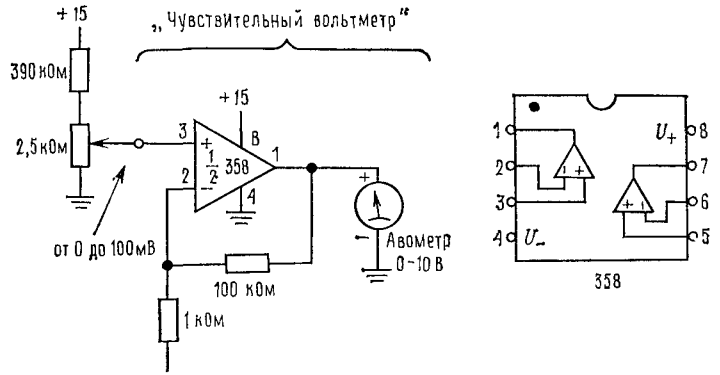



Рис. 9.1. Одношкальный милливольтметр с одиночным источником питания.

Проверьте это, собрав схему «чувствительного вольтметра» (рис. 9. 1). У нее весь диапазон 0,1 В, и она представляет собой просто неинвертирующий усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления 100. Проверьте, что она работает как надо.

Теперь попробуйте сделать то же самое с 741 или 355 (помните, что у них расположение выводов другое). Проверьте, что при $U_- =$ земля схема работать не будет, а при обычном $U_- = -15$ В работает нормально.

**9.2. Компаратор.** Попробуйте использовать 741 в качестве компаратора, как показано на рис. 9.2. Возбуждайте его синусоидальными колебаниями из диапазона частот

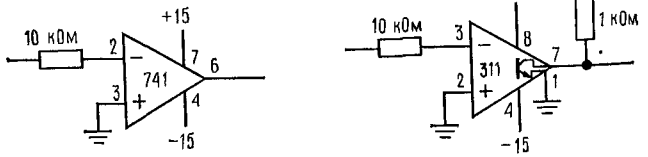



Рис. 9.2. Простые компараторы. Номера выводов указаны для корпусов мини-DIP и TO-5; неудобные четырнадцативыводные DIP имеют другое расположение выводов.



1—10 кГц и наблюдайте на выходе «прямоугольный импульс» (как правило, неудовлетворительный). Какое из ограничений ОУ вызывает эти трудности?

Теперь подставьте в схему ИМС компаратора 311. Как улучшатся характеристики? Видите ли вы какие-нибудь проявления колебаний, которыми известен 311?

**9.3. Триггер Шмитта.** Соберите схему триггера Шмитта (рис. 9.3) и предскажите значения порогов срабатывания.

а) Подайте синусоидальное возбуждение. Вы увидите, что пороги срабатывания для синусоидальных колебаний соответствуют некоторой критической амплитуде. Объясните это. Измерьте гистерезис. Посмотрите на быстрые переключения на выходе, не зависящие от вида колебаний на входе или их частоты. Посмотрите на оба входных вывода компаратора: что случилось с Золотым правилом 1?

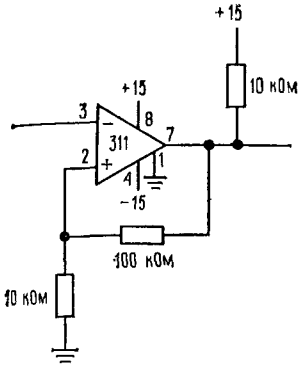



Рис. 9.3. Триггер Шмитта.

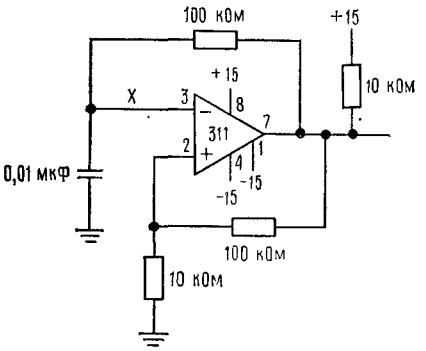



Рис. 9.4. Релаксационный *RC*-генератор

б) Присоедините вывод «ЗЕМЛЯ» 311 (вывод 1) к уровню —15 В и посмотрите выходной сигнал. Какова в действительности функция вывода «ЗЕМЛЯ»? На схеме, задаваемой изготовителем (см., напр., справочник «National Semiconductor Linear Date Book»), он показан как эмиттер выходного *npn*-транзистора с открытым коллектором, работающего как насыщаемый ключ.

в) Теперь соедините вход с выводом *RC*-цепью, как показано на рис. 9.4. Что произойдет? Посмотрите выход, а потом посмотрите суммирующую точку *X*. Опять же, как насчет Золотого правила 1? Заметьте, что входа у этой схемы нет. Можно ли предсказать частоту колебаний?

**9.4. Преобразователь отрицательного полного сопротивления.** Соберите преобразователь отрицательного полного сопротивления по схеме рис. 9.5 (в тексте рис. 3.84). Каким будет его входное полное сопротивление?

Теперь используйте нижний отвод «делителя напряжения», как показано на рисунке. Какой будет коэффициент усиления? Испытайте схему синусоидальными колебаниями 1 кГц, скажем, 1 В от пика к пику, и посмотрите, что будет на выходе. Потом попробуйте вместо резистора 15 кОм вставить 11 кОм или 12 кОм. Такой метод усиления используется в телефонии для усиления сигналов, идущих в разные стороны по одной и той же линии.

Заметьте, что перестановка двух входов ОУ также ведет к синтезу —10 кОм. Разница в том, что в данной схеме устойчивость обеспечивается при полном сопротивлении источника возбуждения только большем 10 кОм, в то время как у ПОПС с переставленными входами — лишь при полных сопротивлениях источника возбуждения, меньших 10 кОм. Можете развлечься сборкой этого второго варианта, а потом возбуждением его от источника переменного напряжения (несколько вольт постоянного тока), замеряя ток входного сигнала. Чего можно ожидать, считая, что вход этого ПОПС будет вести себя в точности, как резистор —10 кОм?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

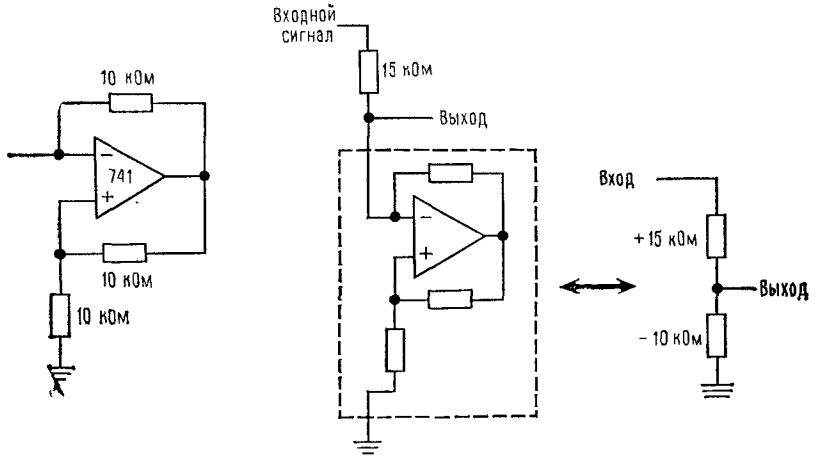



Рис. 9.5. Преобразователь отрицательного полного сопротивления.

## Лабораторная работа 10. Генераторы

Материал для чтения: гл. 4 (для этой работы важны только разд. 4.11—4.16, стр. 270—278, т. 1. Первую часть этой главы прочтите только для общего развития), Задачи 4.4 и 4.5 в тексте; дополнительные упражнения 3, 4.

**10.1 ИМС релаксационного генератора.** Соберите классическую схему релаксационного генератора на 555 (рис. 10.1). Посмотрите выходной сигнал. Правильно ли предсказана частота формулой $T=0{,}693\ (R_A+R_B)$, выведенной в упражнении 1.5? Посмотрите форму колебаний на конденсаторе. Какие у нее крайние уровни напряжения? Почему?

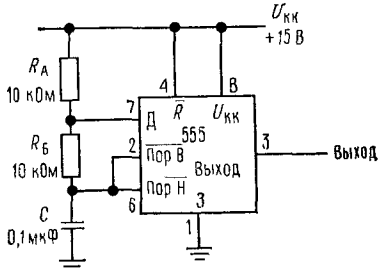



Рис. 10.1. Релаксационный генератор на 555.

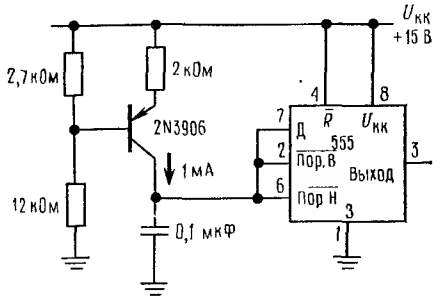



Рис. 10.2. Генератор пилообразных колебаний на 555.

Замкните накоротко $R_Б$. Что будет на конденсаторе? А на выходе?

Восстановите $R_Б$=10 кОм и замените $R_A$ резистором 470 Ом. Что будет на конденсаторе? На выходе?

Наконец, испробуйте $U_{КК}$=+5 В, чтобы увидеть, насколько частота выходного сигнала зависит от напряжения питания.

**10.2 Генератор пилообразных колебаний.** Сделайте генератор пилообразных колебаний, заменив $R_A$ и $R_Б$ источником тока, как на рис. 10.2 (и в дополнительном упражнении 3). Посмотрите форму колебаний на конденсаторе (пользуйтесь щупом (пробником) 10× осциллографа). Предскажите, какой должна быть частота. Проверьте. Как будут выглядеть колебания на «выходе» (вывод 3)?



**10.3. Генератор треугольных импульсов.** Используйте 555 для генерации треугольных импульсов, как предложено на рис. 10.3 (в тексте рис. 4.33). В качестве источника тока 1 мА используйте ту же схему, что и в предыдущей работе; в качестве приемника тока 2 мА используйте 2N3904 (*npn*) с эмиттерным резистором 1 кОм и аналогичным делителем напряжения базы. Наконец, посмотрите колебания на конденсаторе 0,1 мкФ, используя щуп 10× осциллографа.

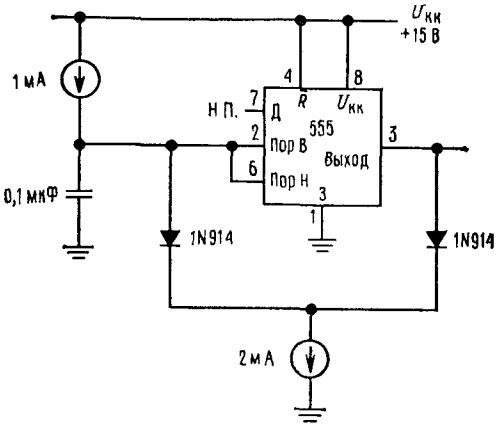



Рис. 10.3. Генератор треугольных импульсов на 555.

**10.4. Генератор, управляемый напряжением.** Испытайте оригинальный ГУН 556 (рис. 10.4). По спецификации минимальный диапазон частот 10 : 1, если управляющее напряжение приложено указанным образом. Частота выходного сигнала пропорциональна напряжению между модулирующим входом и положительным питанием, при максимуме частоты, отвечающем значению $U_{мод}=0{,}75U_{КК}$. Полный диапазон частот устанавливается резистором на выводе 6 и конденсатором на выводе 7.

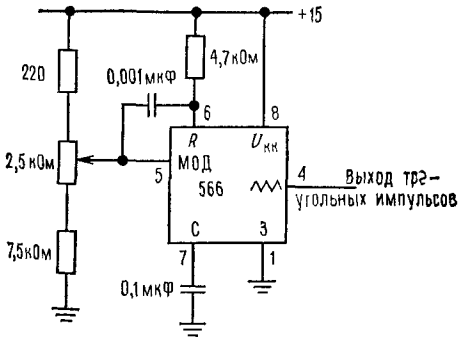



Рис. 10.4. ГУН 566.

**10.5. Мостовой генератор Вина.** Довольно любопытно, что одна из наиболее трудных для *RC*-генераторов форма колебаний — это синусоида. В схеме мостового генератора Вина эта цель достигается уменьшением прямого усиления с помощью амплитудно-зависимого сопротивления (миниатюрная лампа 1869, рассчитанная на 10 В, 14 мА) до таких значений, при которых еще присутствуют колебания. Соберите эту схему

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

(рис. 10.5) и посмотрите форму выходного сигнала. Относительно просто показать, что ослабление в $RC$-цепи от выхода к неинвертирующему входу есть точно 1/3 при $f = 1/2\pi RC$ с нулевым сдвигом фазы (посмотрите, можете ли вы это вывести). Теперь

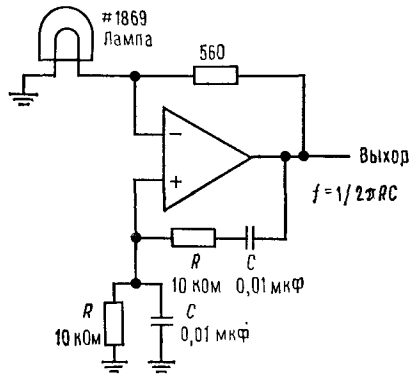



Рис. 10.5. Мостовой генератор Вина.

посмотрите сигнал на входе ОУ, чтобы проверить, правильно ли было ваше предсказание. Уменьшение $R$ ведет к уменьшению амплитуды колебаний, попробуйте уменьшить $R$ на 20%. Обратите внимание на эластичное поведение амплитуды выходного сигнала при прикосновении пальца к неинвертирующему входу.

**10.6. Двойной Т-образный фильтр-пробка.** Попробуйте собрать двойной Т-образный фильтр-пробку рис. 10.6 (в тексте рис. 4.18). Посчитайте частоту, на которой он будет

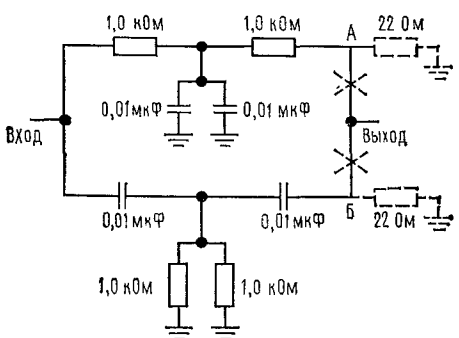



Рис. 10.6. Двойной Т-образный фильтр-пробка.

иметь нуль. Испытайте его синусоидальными колебаниями с частотами из диапазона 100 кГц. Может быть, придется слегка подстроить один из элементов (например, резистор 1 кОм), чтобы получить совершенный нуль. Запомните, что полностью занулить выходной сигнал вам не удастся, поскольку генератор дает искажения на частотах, кратных рабочей («гармонические искажения»). После того как вы занулите «основную» частоту насколько возможно, тщательно подстраивая генератор и элементы фильтра, вы увидите эти искажения (т. е. несинусоидальные компоненты) генератора.

Чтобы понять, как подобная простая $RC$-цепь может давать бесконечное ослабление, разомкните соединения и вставьте пару резисторов 22 Ом там, где показано на рисунке пунктиром. Потом по двум каналам осциллографа посмотрите сигналы в точках $A$ и $Б$. Малые резисторы дают возможность увидеть токи в плечах фильтра почти при коротком замыкании. По мере приближения к частоте заграждения видно, что эти токи становятся равными по величине и противоположными по знаку, что и приводит к гашению выходного сигнала в двойной Т-образной схеме.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



## Лабораторная работа 11. Источники питания

Материал для чтения: разд. 5.01—5.06, 5.10—5.12, 5.15—5.18, стр. 285—297, 306—310, 325—332, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения; негодные схемы.

**11.1 Стабилизатор на +5 В на дискретных компонентах.** а) Постройте стабилизатор на +5 В по схеме рис. 11.1 (в тексте рис. 2.73). Посмотрите, как меняется $U_{вых}$ при

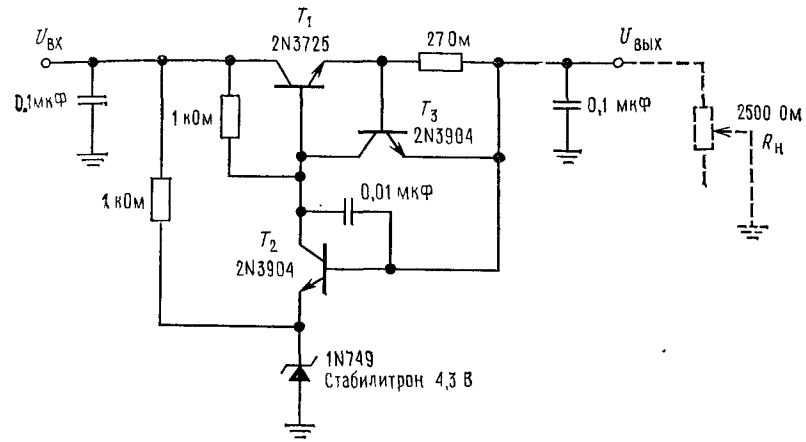



Рис. 11.1. Дискретный последовательный стабилизатор на +5 В. Конденсаторы нужны для предупреждения колебаний.

изменении $U_{вх}$ от 0 до +20 В (используйте стабилизированный источник с регулируемым напряжением). В качестве переменной нагрузки используйте потенциометр 2,5 кОм и проследите, как это влияет на $U_{вых}$. Каков будет максимум входного тока $I_{макс}$? Измерьте его. Потратьте некоторое время на изучение схемы стабилизатора, чтобы убедиться, что работа каждого его элемента вам понятна.

б) Существенной характеристикой стабилизатора является его способность подавлять входные пульсации. Чтобы проверить это свойство, включите трансформатор накала переменного тока 6,3 В последовательно с регулируемым источником питания постоянного тока, как показано на рис. 11.2. Резистор 33 Ом и диод добавлены для

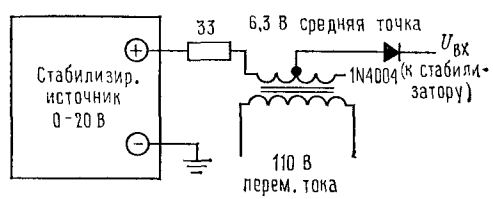



Рис. 11.2. Схема измерения подавления пульсаций. Отметьте соединение в «средней точке» для получения напряжения переменного тока 3,2 В.

предотвращения повреждения в случае замыкания $U_{вх}$ на землю; такой тип соединений, если большое напряжение окажется приложенным к выходу прибора, может легко вывести схему из строя. Проверьте эту испытательную схему, подсоединив резистор 2,2 кОм к земле в виде нагрузки и наблюдая за видом выходного сигнала (постоянный ток плюс пульсации 60 Гц). Заметьте, что входное напряжение постоянного

тока должно быть по крайней мере 12—14 В, чтобы минимальное напряжение было не меньше напряжения выпадения стабилизатора. Теперь установите напряжение питания +15 В, присоедините схему стабилизатора и измерьте пульсации напряжения на входе и на выходе схемы стабилизатора. Каков коэффициент подавления пульсаций?

**11.2. Стабилизатор 723.** Эта маленькая ИМС делает все то, что делала предыдущая схема, и делает это лучше. Соберите стабилизатор по схеме рис. 11.3 (подобный рис.

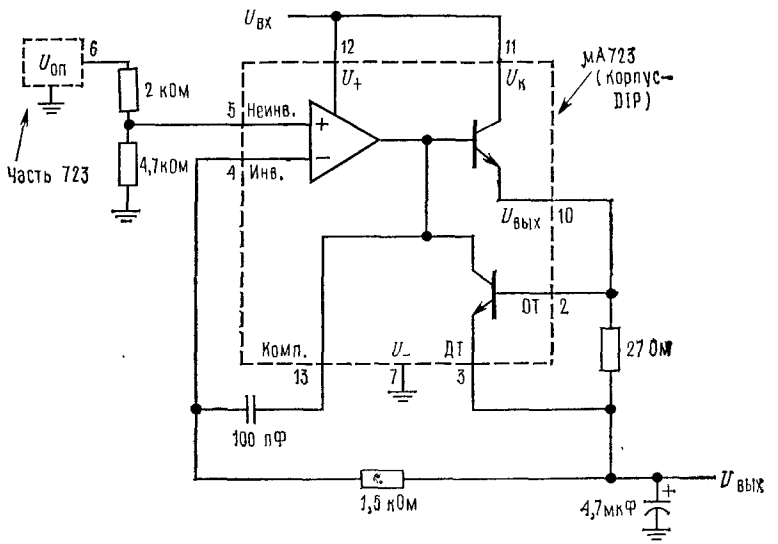



Рис. 11.3. Стабилизатор положительного напряжения 5 В на 723.

5.4 в тексте). Подключите источник питания 0—20 В к $U_{вх}$ (трансформатор 6,3 В отключите, но в схеме его можно оставить). Измерьте $U_{вых}$ и его изменение с нагрузкой и $U_{вх}$ (которое называется «линией»). По сравнению с предыдущей схемой полученные вами характеристики должны быть превосходны.

Подключите трансформатор 6,3 В переменного тока и измерьте подавление пульсаций, обеспечив достаточное входное напряжение постоянного тока. Переведите отношение подавления пульсаций в децибелы и сравните со спецификацией 723 в табл. 5.8 на стр. 328, т. 1. Для этих двух схем и для предыдущей подсчитайте рассеиваемую мощность при $U_{вх}=20$ В и закороченном на землю выходе.

**11.3. Трехвыводной фиксированный стабилизатор.** Хотя трехвыводной стабилизатор 7805 не обладает превосходными характеристиками 723, применять его намного

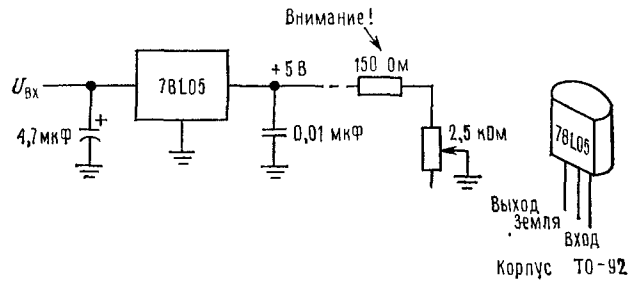



Рис. 11.4. Трехвыводной фиксированный стабилизатор 5 В.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



легче. Соберите схему рис. 11.4, в которой используется ИМС с малым током 78L05, и испытайте ее. Уменьшайте входное постоянное напряжение, пока не нарушится стабилизация (отключите пульсации!). Каково напряжение выпадения? Сравните его со спецификацией из табл. 5.7 (стр. 326, т. 1).

Как и раньше, измерьте степень подавления пульсаций. Сравните ее со спецификацией (табл. 5.7). Отметьте эффект выпадения при уменьшении входного постоянного напряжения при сохранении амплитуды пульсаций. Какие это накладывает ограничения на нестабилизированное напряжение, приложенное к такому стабилизатору?

**11.4. Трехвыводной регулируемый стабилизатор.** Этот вид стабилизатора особенно удобен, поскольку хорошо регулируется (надо только иметь его в запасе) и легок в употреблении. Соберите схему рис. 11.5. Возьмите $R$-750 Ом; каким должно быть $U_{вых}$? Измерьте его.

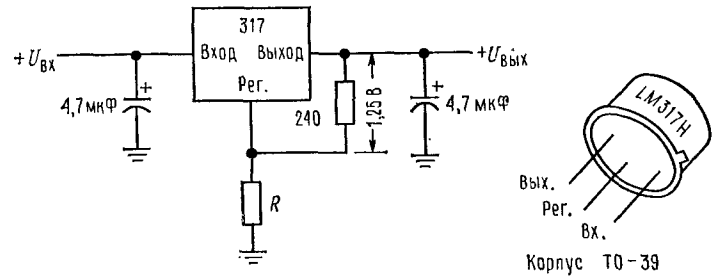



Рис. 11.5. Трехвыводной регулируемый стабилизатор положительного напряжения.

Замените $R$ потенциометром 2,5 кОм и проверьте параметры 317 как регулируемого стабилизатора. Каково минимальное выходное напряжение ($R$=0)?

В этой и в предыдущей схеме закорачивание выхода вызовет внутреннее ограничение тока до значений, обеспечивающих безопасную для маломощных корпусов без теплоотводов величину рассеяния мощности. Эти стабилизаторы отличаются «встроенной защитой безопасной области работы и тепловым отключением», другими словами, если вы вызовете перегрев чипа, то он скорее отключится, чем сгорит. Можете попробовать, если смелости хватит!

**11.5. Трехвыводной стабилизатор как источник тока.** У 317 между выводами Вых и Рег поддерживается напряжение 1,25 В при очень низком токе на выводе Рег. Это

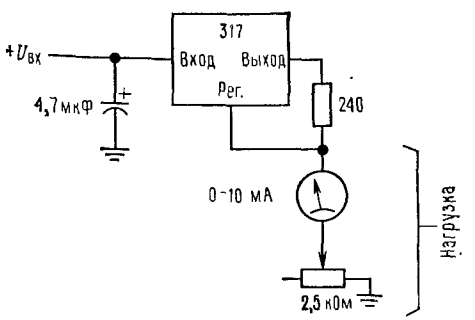



Рис. 11.6. Простой источник тока, построенный на трехвыводном стабилизаторе.

«источник тока для бедных» (рис. 11.6). Испытайте его. Каким будет выходной ток? Проверьте его постоянство при изменении сопротивления нагрузки. Как работает эта схема? Что ограничивает ее диапазон при очень низких и очень высоких токах?

## Лабораторная работа 12. Полевые транзисторы I

Материал для чтения: разд. 6.01—6.11 (6.07, 6.09 не обязательно), стр. 362—389, т. 1.

Задачи в тексте; негодные схемы, а, в, д, ж, з, и.

**12.1. Характеристики ПТ.** Измерьте $I_{C\ нач}$ и $U_П$ («пороговое» напряжение затвора $U_{отс}$ для ПТ с $pn$-переходом) для двух или трех образцов 2N5485. Проверьте соблюдение соотношения между $I_C$ и $U_{ЗИ}$, показанного на кривой рис. 6.9 в тексте. Отметьте разброс параметров даже в одной серии. Проверьте, попадают ли ваши значения в назначенный максимальный диапазон:

$4\ мА < I_{C\ нач} < 10\ мА$, $-4\ В < U_П < -0{,}5\ В$.

**12.2. ПТ — источник тока.** Насколько этот источник хорош? Исследуйте нижнюю границу рабочего диапазона. При каком значении $U_{СИ}$ начинает портиться постоянство тока? Это обозначает границу «линейного участка» и должно случаться при значениях $U_{СИ}$ около $-U_П$; попробуйте для проверки этого утверждения разные ПТ. Можете ли вы представить себе, каким образом ПТ можно использовать в качестве двухвыводного источника тока (т. е. не требующего внешнего смещения)?

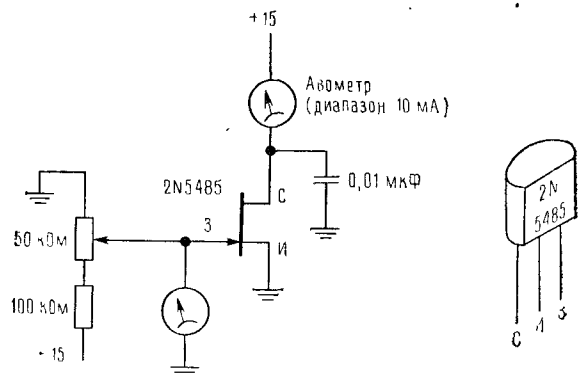



Рис. 12.1. Испытательная схема для ПТ. Постройте график зависимости $I_C$ от $U_{ЗИ}$.

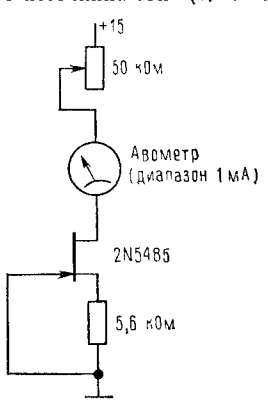



Рис. 12.2. ПТ — источник тока.

**12.3. Истоковый повторитель.** а) Истоковый повторитель, изображенный на рис. 12.3, возбуждайте малыми синусоидальными колебаниями частотой 1 кГц. Внимательно наблюдайте входной и выходной сигналы, чтобы заметить, насколько коэффициент

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roma



усиления отличается от единицы. Почему? Какой максимальный сигнал можно получить на выходе без искажения? Что является ограничивающим фактором?

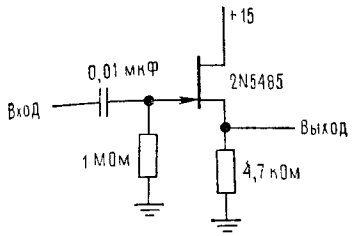



Рис. 12.3. Истоковый повторитель.

б) Модифицируйте схему, включив в качестве нагрузки источник тока, как показано на рис. 12.4. Вы увидите, что такая схема является намного лучшим повторителем. Измерьте сдвиг по постоянному току; поменяйте местами ПТ и измерьте снова. Результаты объясните. Измерьте коэффициент усиления для сигнала 1 кГц, 1 В (он должен быть равен почти 1,0!). Попробуйте измерить входное полное сопротивление.

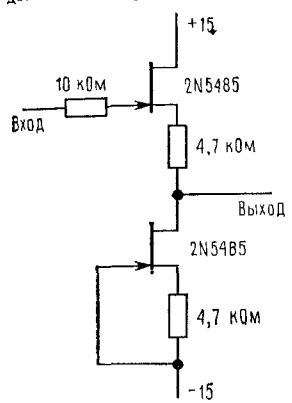



Рис. 12.4. Истоковый повторитель с нагрузкой — источником тока.

в) Испытайте эту же схему со сдвоенным ПТ 2N3958 (рис. 12.5). Каков будет сдвиг у этого повторителя? Удовлетворяет ли он специфицированной границе 25 мВ?

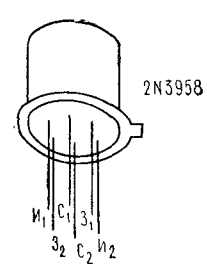



Рис. 12.5. Согласованный двойной ПТ 2N3958. Корпус с шестью выводами легче вставить в монтажную плату, чем два корпуса с тремя выводами (отгибая центральный вывод).

**12.4. Усилитель с коэффициентом усиления, управляемым напряжением.** а) Соберите схему рис. 12.6. Используйте малый сигнал (<50 мВ) частоты 1 кГц. Измерьте коэффициент усиления при нескольких значениях управляющего напряжения; вы сможете менять его от +1 до +400. Насколько большой сигнал можно усиливать этой схемой без грубых искажений (проверьте это при нескольких значениях коэф-

фициента усиления)? Найдите соответствующие значения $U_{СИ}$ и объясните причину искажений и их приблизительную форму.

б) Теперь испробуйте улучшение, показанное на рис. 12.7, где действие $U_{СИ}$ на сопротивление канала исключается хитрым приемом. Объяснение см. в разд. 6.10 (стр. 387). Вы должны увидеть колоссальное улучшение характеристик.

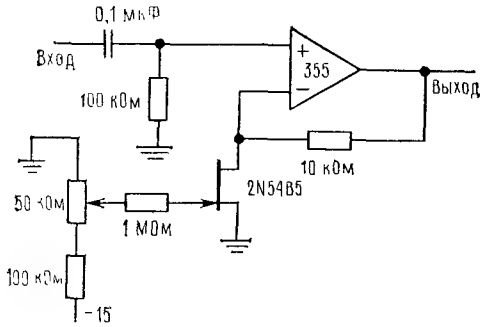



Рис. 12.6. Усилитель с коэффициентом усиления, управляемым напряжением.

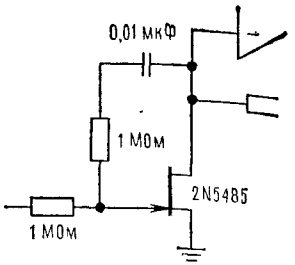



Рис. 12.7. Схема для борьбы с искажениями, вносимыми действием $U_{СИ}$. (См. рис. 6.30 в тексте.)

**12.5. Автоматическая регулировка усиления.** Усилитель, управляемый напряжением, который вы только что построили, является основой для схемы автоматической регулировки усиления (АРУ), изображенной на рис. 12.8. АРУ широко применяется в

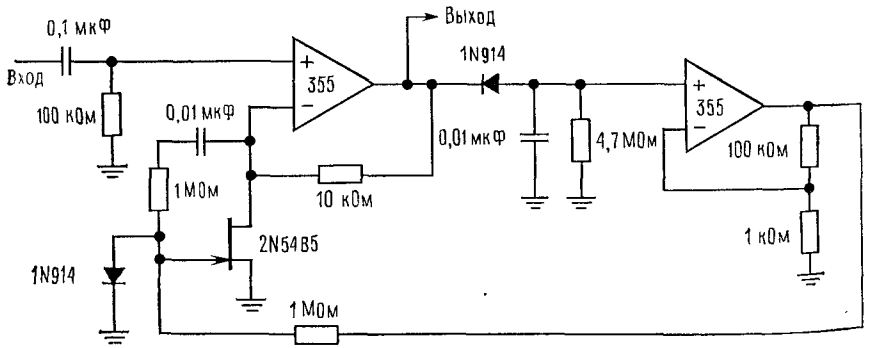



Рис. 12.8. Схема с автоматической регулировкой усиления.

радио- и акустической аппаратуре для приведения сигнала неизвестного или переменного уровня к некоторым стандартным значениям. Как пример можно вспомнить автоматическое управление уровнем в некоторых магнитофонах.

АРУ состоит из усилителя, управляемого напряжением, возбуждающего пиковый детектор, и интегрирующей цепи с постоянной времени затухания, намного большей периода входного сигнала. «Проинтегрированное» напряжение, которое на диодный перепад ниже уровня выходного сигнала с отрицательной полярностью, усиливается вторым ОУ и подается обратно на вход управления усилением первого усилителя. Таким образом, коэффициент усиления регулируется до тех пределов, пока пиковое напряжение выходного сигнала не станет порядка одного диодного перепада, что является постоянным уровнем.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Испытайте схему рис. 12.8. Она должна давать выходной сигнал 1 В для входного сигнала в диапазоне от 40 мВ до 1 В без заметных искажений. Посмотрите выходной сигнал второго ОУ при изменении входного сигнала и понаблюдайте его поведение при прохождении рабочего диапазона из конца в конец. Результат объясните.

## Лабораторная работа 13. Полевые транзисторы II

Материал для чтения: гл. 6, разд. 6.12 и до конца (6.17 факультативно), стр. 390—418, т. 1.

Задачи в тексте; примеры негодных схем *б*, *г*, и *е*.

**13.1. Ключ на ПТ с управляющим *p* — *n*-переходом.** Посмотрите, что ключ делает с сигналом 1 В 1 кГц, когда управляющий вход соединен с +15 или с —15 В (проверьте обе ситуации). Почему необходим диод? Будет ли эта схема работать с операционным усилителем в неинвертирующем включении?

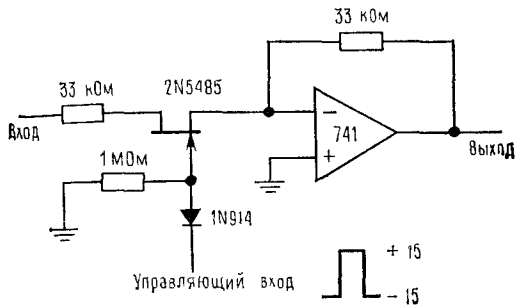



Рис. 13.1. Ключ на ПТ с *p*—*n*-переходом.

**13.2. КМОП-инвертор.** Хотя КМОП-инвертор и принято относить к логическим схемам (с этой стороны мы рассмотрим его в другой раз), он имеет интересные свойства и как линейная схема. Он состоит из пары комплементарных полевых МОП-транзисторов, соединенных, как показано на рис. 13.2. Прежде чем начать работу, *прочитай-*

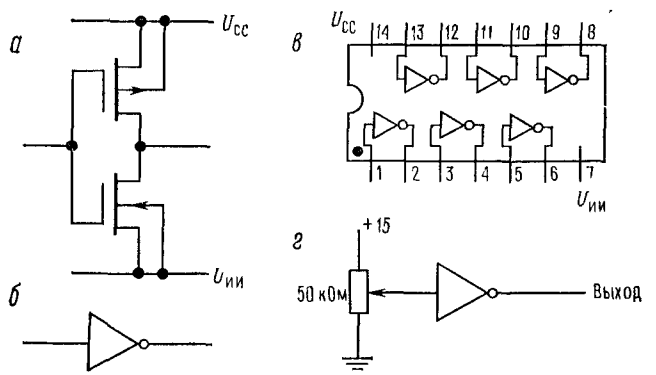



Рис. 13.2. КМОП-инвертор.

*а* — схема; *б* — символическое обозначение; *в* — расположение выводов (4069); *г* — схема для его испытания

*те указания о мерах предосторожности при работе с такими устройствами* на стр. 401, т. 1.

а. Теперь испытайте одии из 6 инверторов в корпусе 4069 с помощью схемы, изображенной на рис. 13.2, *г*. Прежде всего соедините с землей все неиспользованные входы (т. е. выводы 9, 11, 13), соедините $U_{CC}$ с +15 В и $U_{ИИ}$ с землей. Изменяя сопротивление потенциометра, наблюдайте за выходным напряжением; проверьте, соответствует ли его изменение рис. 6.51 в тексте.

б. Теперь постройте схему смещения уровня, изображенную на рис. 13.3. Обратите внимание на необычное подключение питания ОУ (+15В и земля); это сделано,

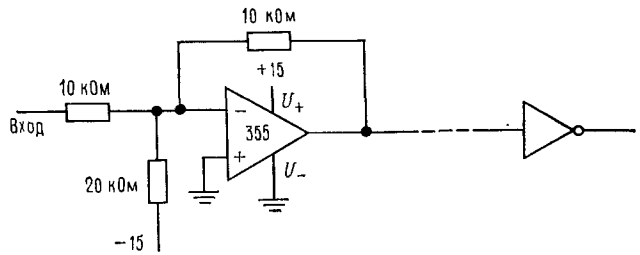



Рис. 13.3. КМОП-инвертор, возбуждаемый от схемы смещения уровня (355).

чтобы защитить КМОП-схемы, которые вы будете использовать, от отрицательных входных напряжений. Подайте с генератора сигналов на вход схемы симметричный относительно нуля сигнал и увеличивайте его амплитуду, пока не начнется ограничение. Теперь наблюдайте за входом и выходом КМОП-инвертора с помощью осциллографа в режиме $X$ — $Y$; вы можете таким образом воспроизвести диаграмму на рис. 6.51 (основной текст). *Сохраните схему сдвига уровня до конца работы и всегда используйте ее для питания входов схем КМОП от генератора сигналов.*

в. Соберите инвертирующий усилитель, схема которого изображена на рис. 13.4. Где находится рабочая точка его выхода? Могли бы вы предсказать это, исходя из

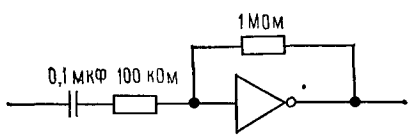



Рис. 13.4. КМОП линейный усилитель.

рис. 6.51? Чему равен коэффициент усиления для малых сигналов? Что следует отсюда для коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи? Подсказка: $K=A/(1+AB)$.

г. Попробуйте предсказать, каким окажется коэффициент усиления усилителя на рис. 13.5. Испытайте такой усилитель.

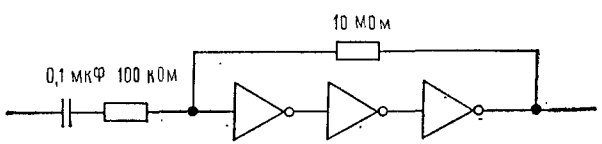



Рис. 13.5. Трехкаскадный КМОП линейный усилитель.

д. На рис. 13.6 показана схема КМОП релаксационного генератора. Смонтируйте ее, рассмотрите форму колебаний в точках $x$ и $y$ и сравните ее с выходными сигналами в точках $a$, $b$ и $c$. Объясните результат наблюдений. Измерьте частоту и запишите ее, а *схему сохраните для использования в дальнейшем.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



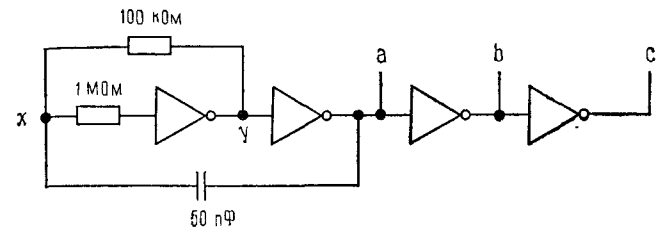



Рис. 13.6. КМОП-генератор.

13.3. **Передающий вентиль.** Схема 4066 содержит четыре «аналоговых передающих вентиля». Каждый из них представляет собой снабженный всеми необходимыми буферными схемами (для управления) двунаправленный ключ, который действует как небольшое сопротивление, если управляющий входной сигнал имеет уровень $U_{CC}$, и как разомкнутая цепь, если он имеет уровень $U_{ИИ}$. Единственным ограничением здесь является требование к входному и выходному сигналам, чтобы они лежали между $U_{ИИ}$ и $U_{CC}$, т. е. между землей и +15 В в нашем случае. Более подробно такой вентиль описан в разд. 6.12 (стр. 390); мы же посвятим конец этой работы изучению способов его использования.

а. Соберите схему, показанную на рис. 13.7; соедините $U_{CC}$ с +15 В, $U_{ИИ}$ с землей и заземлите все неиспользованные логические входы. В качестве источника входных сигналов используйте генератор стандартных сигналов в сочетании со схемой

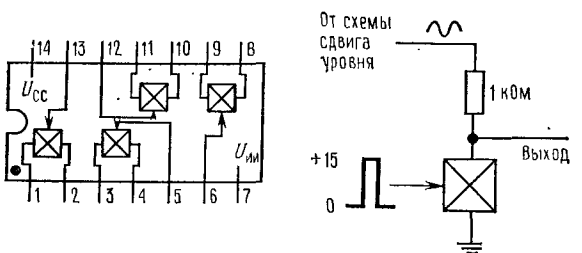



Рис. 13.7. Расположение выводов и схема для измерения сопротивления в режиме включения микросхемы 4066.

Отметим, что символическое обозначение симметрично: входы и выходы этой схемы обратимы.

смещения уровня, как это было показано выше; используйте синусоидальный сигнал с частотой 1 кГц и амплитудой в несколько вольт. Проверьте, что сигнал действительно включается и выключается, и измерьте сопротивление замкнутого ключа, рассматривая схему как делитель напряжения.

б. Теперь испытайте ключ в иормальиом включении, как показано на рис. 13.8. Выбранное здесь нагрузочное сопротивление 100 кОм гораздо выше, чем только что

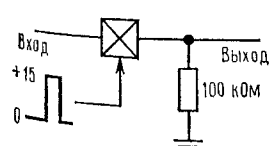



Рис. 13.8. Ключ на передающем вентиле.

использованное сопротивление 1 кОм (которое было выбрано малым специально для того, чтобы было легко измерить сопротивление замкнутого ключа), и можете убе-

диться, что этот вариант ключа действует гораздо лучше. Попытайтесь измерить сопротивление разомкнутого ключа, для чего надо подходящим образом увеличить нагрузочное сопротивление. Когда вам покажется, что ответ получен, попробуйте изменить частоту входного сигнала или подать на вход прямоугольные колебания. Объясните результат.

**13.4. Схема прерывателя.** Два передающих вентиля можно использовать, чтобы с некоторой высокой частотой (например, 30 кГц), генератор которой собран в пункте 13.2 (д) коммутировать сигналы от двух источников; на экране осциллографа это будет выглядеть как наложение двух кривых. Собственно говоря, именно так действует

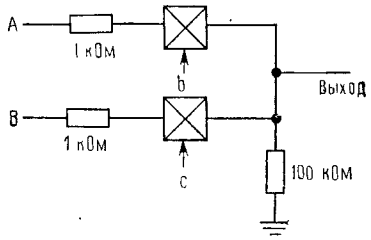



Рис. 13.9. Схема прерывателя — коммутатора.
Управляющие входы питаются от выходов *в* и *с* 30-килогерцевого генератора, показанного на рис. 13.6

осциллограф в режиме чередования. Попробуйте таким образом наблюдать за основным выходом генератора стандартных сигналов, подключенным через схему смещения уровня, и за его выходом синхронизации, с которого поступает сигнал величиной 0—5 В (следовательно, не выходящий за пределы допустимого интервала величин входных сигналов). Каким способом следовало бы запускать осциллограф, чтобы не видеть переходных процессов прерывания? Как можно было бы модифицировать эту схему, чтобы иметь возможность осуществлять «выбор A» и «выбор B» ? Как насчет режима «ЧЕРЕДОВАНИЕ»?

**13.5. Схема слежения-хранения.** Схема слежения-хранения — это ключевая схема, выход которой повторяет ее входной сигнал, пока управляющий вход находится в одном состоянии, и сохраняет последнее поступившее за это время на вход значение сигнала, когда управляющий вход переходит в другое состояние (см. разд. 6.14, стр. 395). Смонтируйте изображенную на рис. 13.10 схему и через схему смещения уровня

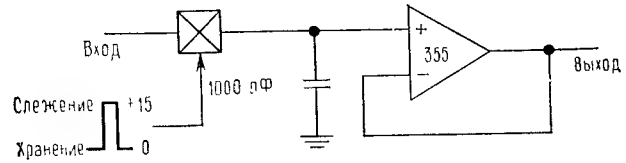



Рис. 13.10. Схема слежения-хранения.

подайте на нее сигнал большой амплитуды и частоты, достаточно низкой, чтобы можно было следить за сигналом с помощью вольтметра. Соедините управляющий вход сначала с +15 В, затем с землей и проследите за режимами слежения и хранения (одновременно вы можете наблюдать эффект «запоминания» для оторванного входа КМОП). Поскольку «запоминающее» действие этой схемы основано на хранении заряда на конденсатора, она подвержена «сползанию». Измерьте скорость этого сползания и постарайтесь оценить асимптотическое напряжение; отсюда вы сможете определить, какой из устройств — вентиль или операционный усилитель — повинно в сползании. Выбор емкости основан на компромиссе между требованиями к быстродействию (скорость переключения входа) и к скорости сползания; в данном случае емкость была выбрана с целью получить максимальное *быстродействие*, так что скорость сползания можно значительно уменьшить, если это окажется желательным.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**13.6. Коммутационный фильтр.** Две последовательные схемы слежения-хранения, соединенные, как показано на рис. 13.11, действуют как фильтр низких частот. За

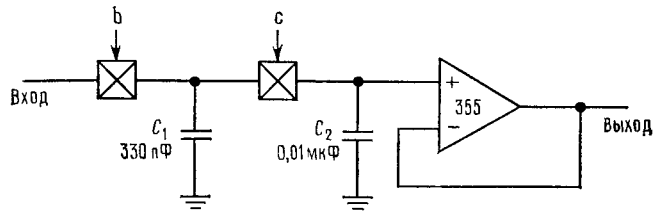



Рис. 13.11. Коммутационный фильтр.
Входы *в* и *с* соединены с показанным на рис. 13.6 генератором.

подробным объяснением и по поводу получения формулы для точки с ослаблением —3 дБ отсылаем вас к разд. 9.40 (стр. 105, т. 2). Говоря простым языком, в течение каждого периода синхроимпульса слежения с емкости $C_1$ перетекает на $C_2$ заряд, пропорциональный разности входного и выходного напряжений. Поскольку $C_1$ много меньше $C_2$, требуется много таких периодов, чтобы приблизить напряжение на $C_2$ к напряжению на входе. Если входное напряжение само изменяется во времени с частотой, сравнимой с частотой синхроимпульса слежения, амплитуда выходного сигнала уменьшается и суммарное ослабление составляет 6 дБ на октаву.

Проверьте частотную характеристику схемы и сравните измеренное положение точки —3 дБ с ее вычисленным положением.

## Лабораторная работа 14. Комбинационные логические схемы

Материал для чтения: гл. 8, разд. 8.01—8.15, стр. 499—535, т. 1.
Задачи в тексте; дополнительные упражнения 11, 12, 14, 15.

Этой простой работой по логическим схемам мы начинаем вторую часть нашего курса лабораторных работ. Прежде всего скажем о мерах предосторожности.

ВНИМАНИЕ! При любых работах с логическими схемами:

1. Никогда не прикладывайте $> 5$ В или $< 0$ В к светодиодам устройства индикации на макетной панели.
2. Никогда не используйте для питания схем ТТЛ источников, отличных от +5 В и земли.

Нарушение этих правил наверняка приведет к разрушению многих ИМС, включая и те, что расположены внутри самой макетной панели.

**14.1. Логический пробник и индикаторы уровня.** а. Исследуйте гнезда выходов переключателей и светодиодные индикаторы на макетной панели. Подключите щуп к вы-

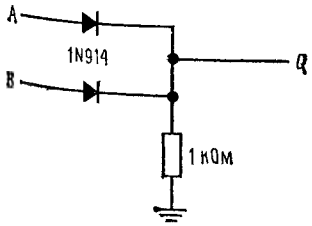



Рис. 14.1. Диодный вентиль ИЛИ.
*A* и *B* — входы, *Q* — выход.

воду одного из красных светодиодных индикаторов на макетной панели. Прикоснитесь концом щупа к +5 В, затем к земле. Теперь соедините его с одним из выключате-

лей макетной панели, имеющим выход «уровень» [1], и нажмите этот выключатель. Исследуйте выход «уровень» с помощью вольтметра, чтобы узнать уровни напряжения ТТЛ.

б. Теперь сделайте то же самое с помощью логического пробника. Присоедините его к разъему BNC [2] на макетной панели и приложите к нему +5 В. Некоторые логические пробники предназначены также и для работы со схемами КМОП и могут выдерживать напряжение питания 15 В; убедитесь заранее, что напряжение питания соответствует типу пробника, поскольку *вы наверняка испортите 5-вольтовый логический пробник, если приложите к нему 15 В*. Обратите внимание на то, что пробник светится с половинной яркостью, если его соединить с разомкнутой цепью [3]; это позволяет отличить обрыв цепи от обоих логических состояний.

в. Соедините индикатор уровня и логический пробник с управляемым кнопкой выходом «импульс» (если на вашей макетной панели таковой имеется) и нажмите кнопку. Что при этом происходит? Вы можете, если захотите, убедиться с помощью осциллографа, что импульс действительно есть, но вы увидите, что он очень короткий, настолько короткий, что его на самом деле нельзя увидеть с помощью светодиодного индикатора. Этот опыт демонстрирует способность пробника растягивать импульсы. Хороший пробник может срабатывать от импульсов любой полярности с длительностью всего 20 нс, так что он бывает весьма полезен при прослеживании импульсных помех.

г. Наконец, соедините светодиодный индикатор и логический пробник с имеющимся на макетной панели выходом синхросигнала для схем ТТЛ, который помечен надписью «1 кГц». Вы увидите, что пробник дает мигающий сигнал (как если бы он растягивал импульсы и высокого, и низкого уровня), в то время как светодиодный индикатор мигает с частотой 1 кГц и кажется светящимся непрерывно, но тускло.

**14.2. Диодные вентили.** а. Диодный вентиль ИЛИ. Подайте в точки *A* и *B* напряжение с выходов «уровень» и исследуйте с помощью вольтметра и светодиодного индикатора состояние в точке *Q*.

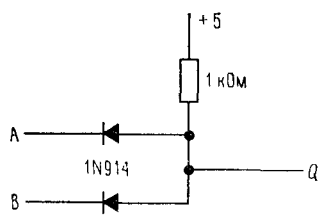



Рис. 14.2. Диодный вентиль И.

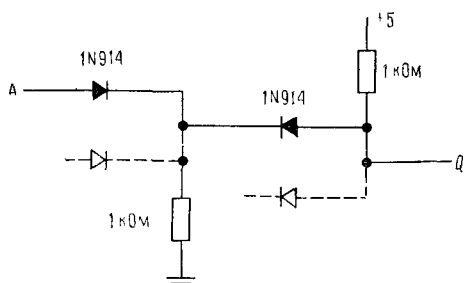



Рис. 14.3. Каскадное включение схем ИЛИ и И.

б. Диодный вентиль И. Проверьте выходные состояния этой схемы для всех четырех входных комбинаций таблицы истинности. Каковы выходные уровни (высокий и низкий) напряжения у этих схем, если уровни входных сигналов равны +5 В и 0В (земля)? Каков у этих схем коэффициент разветвления по выходу?

в. Проделайте то же самое для последовательной комбинации, которая показана на рис. 14.3. Почему нельзя построить большую логическую схему, используя только такие вентили «М²Л» (логические схемы Микки Мауса)?

[1] Макетная панель, с которой вы работаете, может иметь выключатели с выходами только +5 В и ЗЕМЛЯ вместо уровней ТТЛ; если это так, то вы обнаружите это при проведении данного теста.

[2] Коаксиальный разъем.— *Прим. ред.*

[3] Возможно, ваш логический пробник осуществляет индикацию отсоединенного входа каким-то другим способом.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**14.3. Транзисторно-транзисторный вентиль НЕ-И (ТТЛ), собранный на дискретных компонентах.** Соберите схему, изображенную на рис. 14.4. Подайте на ее входы напряжения с выходов «уровень» на макетной панели и проверьте, действительно ли на

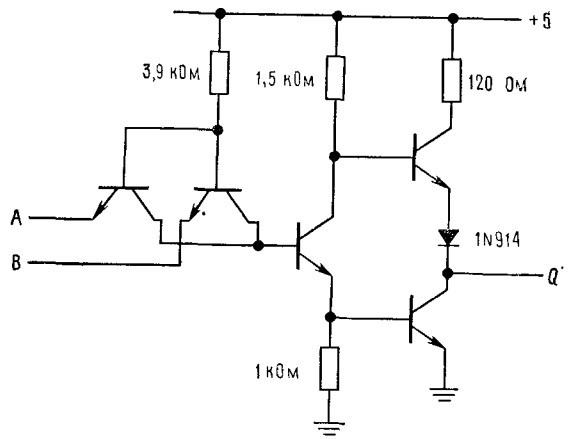



Рис. 14.4. ТТЛ-вентиль НЕ-И на дискретных транзисторах.
Все транзисторы типа 2N3904. Диоды защиты входа для простоты опущены.

выходе схемы получается функция НЕ-И. Измерьте фактические выходные напряжения для сигналов высокого и низкого уровня. Объясните, как эта схема работает. Переделайте вашу схему, как показано на рис. 14.5. Сначала проверьте, что эта схема действует так же, как предыдущая, если на вход *E* (разрешающий) подан сигнал высокого уровня. Затем подайте на *E* сигнал низкого уровня и обследуйте выход схемы логическим пробником. *Пока схема находится в этом запрещенном состоянии*, присоедините к точке *Q* еще один выход ТТЛ (такой, например, как выход переключателя «уровень» на макетной панели) и проверьте, что новый уровень управляет общим выходом.

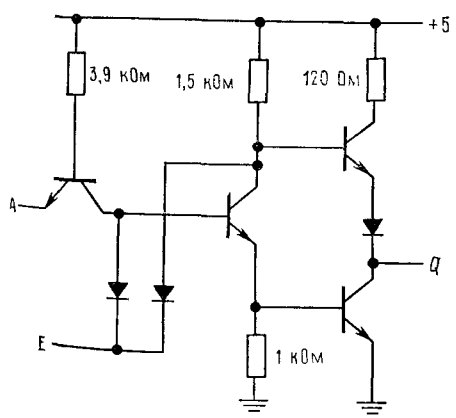



Рис. 14.5. Дискретная схема ТТЛ-инвертора с выходом с тремя состояниями.
Все транзисторы типа 2N3904, все диоды типа 1N914.

**14.4. Исключающее ИЛИ.** Сначала убедитесь, что схема Исключающего ИЛИ, которая изображена на рис. 8.23 в основном тексте, совпадает со схемой, показанной здесь

на рис. 14.6, если в последней все вентили заменить эквивалентными им схемами НЕ-И. Соберите эту схему из интегральных схем ТТЛ (счетверенный вентиль НЕ-И 74 LS00 и 6-канальный инвертор 74LS04) и испытайте ее. Чтобы построить конкретные схемы соединений, вам придется заглянуть в приложение В, в котором указано расположение выводов для использования в практикуме микросхем. Вы

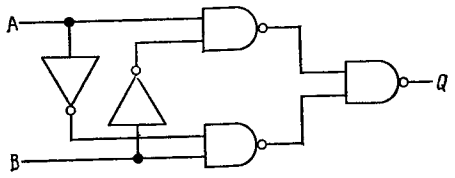



Рис. 14.6. Исключающее ИЛИ, вариант 1.

скоро привыкнете к тому, что выводы для $U_{КК}$ (которое для ТТЛ всегда равно +5 В) и земли принято располагать всегда на противоположных углах корпуса. Если вы, кроме того, приобретете привычку устанавливать все ИМС на макетной панели одним и тем же способом, подключение питания скоро окажется очень простым делом.

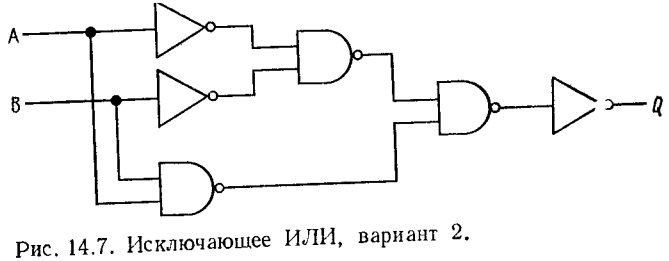



Рис. 14.7. Исключающее ИЛИ, вариант 2.

Теперь проверьте, что схема на рис. 14.7 эквивалентна схеме на рис. 8.24 в основном тексте, и соберите ее. Это можно было бы рассматривать как экспериментальную проверку теоремы Моргана. Могли бы вы придумать способ реализовать Исключающее ИЛИ на одной микросхеме в одном корпусе, содержащем только вентили НЕ-И?

**14.5. Мультиплексор.** Возьмите 8-канальный мультиплексор 74LS151 и разберитесь, как он действует. Соедините светодиодный индикатор с выходом $Q$ (см. приложение В, расположение выводов), подайте какой-нибудь адрес на входы $A$, $B$, $C$ и заземлите вход СТРОБ (разрешающий), после чего (напомним, что схема ТТЛ «рассматривает» неподключенные выводы как воспринимающие логический сигнал высокого уровня) соединяйте по очереди с землей каждую из входных линий данных $D_0$— $D_7$, пока не обнаружится, которая из них действует. Проделайте это для нескольких адресов, чтобы понять, как работает эта схема.

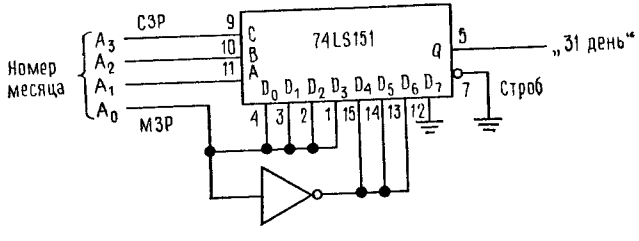



Рис. 14.8. Устройство фиксаций 31 дня.
Помечены все соединения выводов, кроме $U_{КК}$ и земли.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Теперь соберите «устройство 31 дня», схема которого показана на рис. 14.8, совпадающим с рис. 8.38 в основном тексте. Эта схема зажигает светодиод, если месяц, номер которого подан на ее входные линии, имеет 31 день. Проверьте это, соединяя выходы «Уровень» макетной панели с младшими значащими разрядами двоичного номера месяца (подключение остальных разрядов надо монтировать) и сверяя результаты по известному правилу по суставам вашей руки!

**14.6. Сумматор и магнитудный компаратор.** Полный сумматор на 4 бит 74LS83 производит параллельное двоичное сложение одного 4-битового числа ($A_1$—$A_4$) с другим ($B_1$—$B_4$), включая бит «входа переноса» ($C_0$); в результате получается 4-битовая сумма ($S_1$—$S_4$) плюс бит «выхода переноса» ($C_4$). Используйте его для получения выходов в коде с избытком 3 из двоичных входов для чисел 0—9 (см. разд. 8.03, стр. 502). Как надо поступить с $C_0$? Что должно появиться в $C_4$?

Теперь прикиньте, как добавить сюда «цифровой компаратор на 4 бит» 74LS85 для указания запрещенных чисел, т. е. чисел >9 на входе. Для каскадного включения входов соедините $A<B$ и $A>B$ с землей, а $A=B$ с $U_{КК}$. Для выхода используйте пятый светодиод, подключив его, как показано на рис. 14.9.

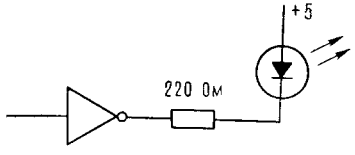



Рис. 14.9. Способ питания светодиодов от уровней ТТЛ.

**14.7. Вентили КМОП.** В последнее время вы встречались с КМОП-схемами, но для безопасности следовало бы еще раз прочитать о мерах предосторожности на стр. 401, т. 1. Кроме того, проверьте, пригоден ли ваш логический пробник для работы со схемами КМОП ($U_{CC}$=15 В); *если нет, отложите его в сторону, чтобы избежать соблазна использовать этот пробник!*

Прежде всего испытайте счетверенный вентиль НЕ-И с двойными входами, схема 4011. По поводу расположения выводов см. приложение В. Возьмите $U_{CC}$=5 В и $U_{ИИ}$=0 В, чтобы еще можно было использовать выходы «Уровень» и светодиодные индикаторы. Заземлите, как это делалось в предыдущей работе, один вход в каждом *неиспользованном* вентиле (при работе с ТТЛ такая предосторожность была бы необязательной) и приложите питающее напряжение. Исследуйте выходы с помощью вольтметра и обратите внимание на полное насыщение при $U_{CC}$ и земле. Проделайте то же самое, подавая на вход синхроимпульс 1 кГц и наблюдая выход по осциллографу.

Наконец, попробуйте работу вентилей при $U_{CC}$=15 В. Для этого вам придется предусмотреть питание входов от +15 В или земли с помощью непосредственного соединения, поскольку выходы «Уровень» на макетной панели — это 5-вольтовые уровни ТТЛ. Опять обследуйте выходы вольтметром и отметьте полное насыщение.

## Лабораторная работа 15. Последовательная логика I

Материал для чтения: гл. 8, разд. 8.16—8.25, стр. 535—565, т. 1.

Задачи в тексте; дополнительные упражнения 1—8; примеры негодных схем.

**15.1. JK-триггеры.** а. Начните с изучения работы двойного JK-триггера 74LS107. Тактируйте его положительными импульсами с переключателей макетной панели. Испробуйте все четыре сочетания уровней для J и K при соединенном с $U_{КК}$ входе $\overline{СБРОС}$ и выпишите таблицу истинности. Сравните с вариантом, о котором было рассказано на стр. 545, т. 1. После этого посмотрите, как работает вход $\overline{СБРОС}$. б. Теперь включите последовательно два триггера, соединив выход $Q$ первого ($Q_1$) с тактовым входом второго; J и K соедините между собой, чтобы получить счетный режим. Выходы $Q$ обоих триггеров выведите на светодиодные индикаторы. Проверьте, что полученная схема является схемой деления на 4 и что при счете она выдает двоичную последовательность 0, 1, 2, 3, 0 ... .

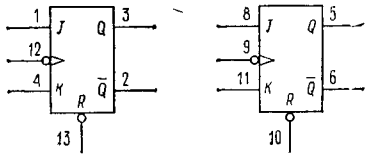



Рис. 15.1. Двойной JK-триггер 74LS107.
Земля — вывод 7, $U_{КК}$ — вывод 14.

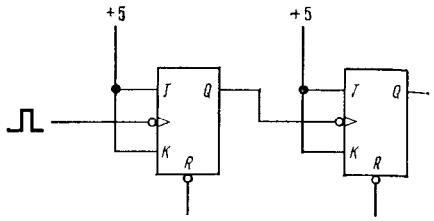



Рис. 15.2. Каскадное включение JK-триггеров.

**15.2. Защита от дребезга контактов.** а. Попробуйте подавать на схему из последовательно включенных триггеров тактовые импульсы непосредственно с выключателя, как показано на рис. 15.3. Для чего нужно сопротивление 1 кОм? Почему наш счетчик не желает правильно действовать при таком способе управления? За указаниями обратитесь к стр. 540—541, т. 1.

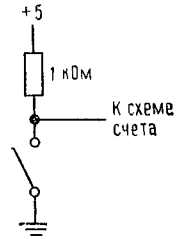



Рис. 15.3. Выключатель, не защищенный от дребезга контактов.
Возьмите для этого переключатель SPDT (Single Pole Double Throw — однополюсный на два направления ) из запаса; не пытайтесь воспользоваться переключателем на макетной панели

б. Исправьте положение, добавив схему защиты от дребезга. Обратите внимание на использование устанавливающих уровень логических элементов в схеме на рис. 15.4; оба ее вентиля — это вентили НЕ-И. Теперь счетчик должен считать правильно,

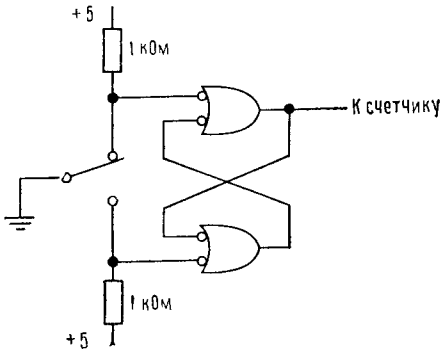



Рис. 15.4. Переключатель, защищенный от дребезга контактов.
Для его сборки используйте схемы 74LS00 и все три вывода переключателя SPDT.

т. е. продвигаться на единицу при каждом повороте переключателя. Схемы такого типа часто используются в макетных панелях для обслуживания кнопочных выключателей; если ваша панель не имеет подобных устройств, вам придется собирать схему на рис. 15.4 всякий раз, когда будет нужен защищенный от дребезга переключатель, и потому ее следует сохранить до конца этой работы.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**15.3. *D*-триггеры.** а. Уберите триггер 74LS107 и испытайте двойной *D*-триггер 74LS74. Свяжите входы $\overline{\text{УСТАНОВКА}}$ и $\overline{\text{СБРОС}}$ с $U_{КК}$ и проверьте, что поданные на вход *D* данные устанавливаются на выходе *Q* по положительному фронту тактового импульса. Теперь соедините $\overline{Q}$ с *D*, чтобы получить переключаемый триггер. Убедитесь, что он работает.

Наконец, проверьте, имеют ли входы УСТАНОВКА и СБРОС приоритет над другими входами; для этого подайте устанавливающий сигнал на один из них (т. е. соедините этот вход с землей) и после этого попробуйте «опрокинуть» триггер. Что

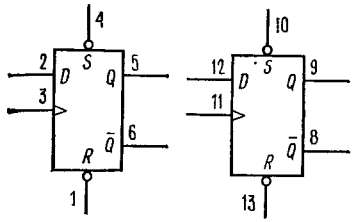



Рис. 15.5. Двойной *D*-триггер 74LS74.
Земля — вывод 7, $U_{КК}$ — вывод 14.

произойдет, если подать устанавливающие сигналы на входы УСТАНОВКА и СБРОС одновременно (прежде чем ответить, убедитесь, что вы действительно проверили состояние обоих выходов *Q* и $\overline{Q}$)?

б. Соберите синхронную схему деления на три, которая изображена на рис. 15.6 (рис. 8.52 в основном тексте). В качестве вентиля НЕ-ИЛИ можно взять либо одиу из

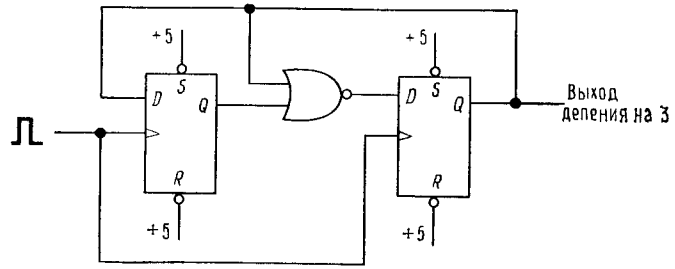



Рис. 15.6. Синхроииый делитель на три на триггерах 74LS74.

секций микросхемы 74LS02 (двойной вентиль НЕ-ИЛИ с двумя входами), либо вентиль НЕ-И 74LS00, если его с умом приспособить к роли НЕ-ИЛИ. С помощью входов УСТАНОВКА и СБРОС установите счетчик в состояние, которое не может быть достигнуто в процессе деления на три, и убедитесь, что счетчик не «зависает» в этом состоянии, когда на него поступает входной импульс. Выпишите полную диаграмму состояний. После того как проверите работу счетчика с помощью кнопочного выключателя и светодиодных иидикаторов, испытайте его с тактовым сигналом 1 кГц и осциллографом. Нарисуйте на одном и том же листе бумаги сигиалы, которые вы видите на выходах $Q_1$, $Q_2$ и на входе, и добейтесь ясности в понимании того, как они связаны с процессом счета.

**15.4. Счетчики СИС.** а. Включите декадный счетчик 74LS90 для двоично-десятичного счета, как показано на рис. 15.7. Следует отметить, что эта ИМС состоит из двух секций, а именно из схемы деления на два, которая имеет свои выход $Q_A$ и тактовый вход $СК_A$, и из схемы деления на пять (синхронный счетчик из трех триггеров) с тактовым входом $СК_B$ и выходами $Q_B$—$Q_D$. Чтобы получить двоично-десятичный счетчик, который делит иа 10, иадо их соединить, как показано иа рисунке. Подавайте иа

вход тактовые импульсы с кнопочного выключателя на макетной панели и наблюдайте за четырьмя выходными битами с помощью светодиодных индикаторов. После этого попробуйте, как действуют входы сброса $R_0$ и $R_9$ и прикиньте, для чего они нужны.

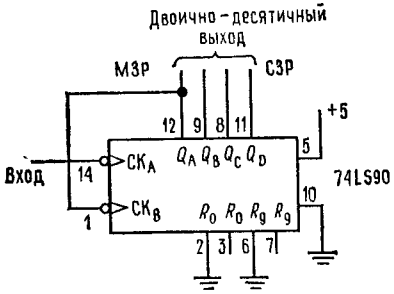



Рис. 15.7. Декадный счетчик 74LS90.

*Внимание!* Эта ИМС имеет необычное расположение выводов питания: $U_{КК}$—вывод 5; земля—вывод 10.

б. Теперь возьмите показанный на рис. 15.8 дисплей (цифровой индикатор). Это очень удобный индикатор, поскольку он объединяет в себе фиксирующую схему (которая активируется входом $\overline{EN}$), шестнадцатеричный (0—9, $A$—$F$) дешифратор / драйвер и собственно светодиоды дисплея. Соедините двоично-десятичные выходы

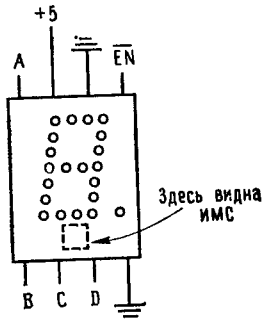



Рис. 15.8. Дисплей 5082-7340 фирмы «Хьюлетт — Паккард» («HP»).

Эти дисплеи должны быть вставлены в специальные держатели, чтобы их хрупкие выводы не изгибались: *используйте их только в таком виде.*

счетчика с входами $A$ — $D$ дисплея и пересчитайте все состояния счетчика. Наконец, попробуйте заменить счетчик 74LS90 счетчиком 74LS93, который делит на 16 (их выводы совместимы, но 74LS93 не имеет $R_9$), и повторите всю работу.

в. Теперь посмотрите с помощью осциллографа, что происходит на каждом из выходов $Q_A$—$Q_D$ счетчика 74LS93 в то время, когда на его вход подается тактовый сигнал с частотой 1 кГц, и проверьте, что на каждом следующем выходе частота в 2 раза меньше, чем на предыдущем. Затем проделайте то же самое для счетчика 74LS90 и объясните, что видите. Как можно было бы подключить счетчик 74LS90, чтобы получить на выходе симметричный прямоугольный сигнал с частотой, равной 0,1 тактовой?

**15.5. Программируемый счетчик для деления на *N*.** Серия счетчиков 74LS160—3 состоит из двоичных синхронных 4-битовых (деление на 16) и декадных (деление на 10) счетчиков с синхронными либо задаваемыми произвольно (асинхронными) сбросами. Для всех этих счетчиков предусмотрена возможность непосредственной параллельной синхронной загрузки (т. е. загрузки по переднему фронту тактового сигнала), которая разрешается по линии PE (parallel enable). Мы используем эту возможность, чтобы построить программируемый делящий на $N$ счетчик, схема которого по-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



казана на рис. 15.9. $N^*$, т. е. первое дополнение $N$, подается на параллельные входы, ввод с которых разрешается, когда на выходе TC (terminal count) оказывается сигнал высокого уровня (15 для двоичного счетчика и 9 для десятичного); при этом в счетчик загружается $N^*$, и все начинается сначала. Испытайте эту схему при различных значениях $N$.

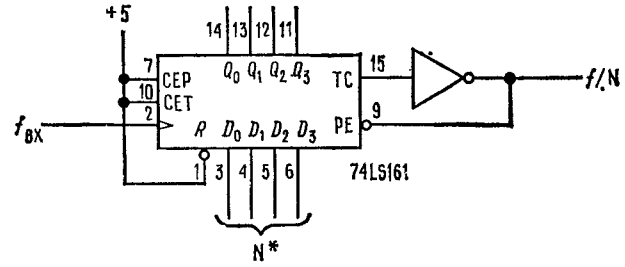



Рис. 15.9. Схема деления на N, использующая синхронный двоичный счетчик 74LS161.

**15.6. Секундомер.** Последним упражнением этой работы будет построение секундомера; как это сделать, предлагается на рис. 15.10. Используйте сигнал 100 Гц (деленный на 10 тактовый сигнал частотой 1 кГц с макетной панели), введенный в 3-разрядный счетчик, выходные биты которого соединены с индикаторами. Вводом в

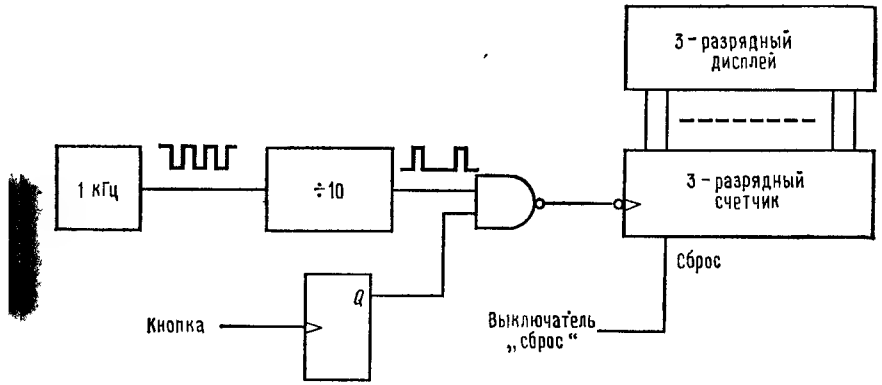



Рис. 15.10. Блок-схема секундомера.

счетчик управляйте посредством выхода триггера в счетном режиме, который в свою очередь управляется кнопочным выключателем (защищенным от дребезга контактов) на макетной панели. Еще один выключатель используйте для сброса счетчика. Не забудьте сообразить, что надо сделать с различными входами, сбросами, тактовыми, разрешающими и т. д. Все вместе займет у вас около часа, так что не начинайте эту работу, если не хватит времени ее закончить.

## Лабораторная работа 16. Логические схемы с тремя состояниями

Материал для чтения: гл. 8, разд. 8.26 и до конца главы, стр. 569—596, т. 1.

Задачи: дополнительные упражнения 9, 10, 13.

В этой работе мы займемся устройствами с тремя состояниями и используем их в уникальной схеме «моношина» (*уникальной*, поскольку надо быть безумцем, чтобы построить такую схему для употребления в реальной жизни!).

**16.1. ТТЛ-буфер с тремя состояниями.** В лабораторной работе 14 мы видели, что добавление входа ENABLE превращает вентиль ТТЛ в схему с тремя состояниями. Теперь посмотрите в приложении, как расположены выводы счетверенного буфера с тремя состояниями 74LS125. Эта микросхема имеет четыре независимых неинвертирующих буфера с отдельным разрешающим входом ($\overline{\text{ENABLE}}$) каждый. Для разрешения выхода на входе $\overline{\text{ENABLE}}$ должен быть сигнал низкого уровня; для переключения схемы в разомкнутое («высокое $Z$») состояние на этот вход надо подать сигнал высокого уровня.

Чтобы испытать такой буфер, сначала отоприте одну из секций микросхемы и проверьте, что ее выход следует за входом (используйте для этого светодиодные индикаторы и переключатели). После этого заприте ее и проверьте, что потенциал выхода может быть задан извне путем подачи извне через сопротивление 2,2 кОм +5 В или землю. При этом выход переходит в состояние с высоким или низким уровнем.

**16.2. «Моношина» — пример шины данных.** Оставшуюся часть этой лабораторной работы мы собираемся посвятить конструированию «шины» данных, в которой будут использованы буфера с тремя состояниями. Шина — это система совмещенных линий связи, питаемых от одного или нескольких источников данных, причем для предотвращения «соревнования на шине» должны выполняться необходимые соглашения относительно протокола. Для ознакомления с темой обратитесь к основному тексту, стр. 522 (рис. 8.19). Главы 10 и 11 полны упоминаний о шинах, и мы еще встретимся с ними в следующих лабораторных работах.

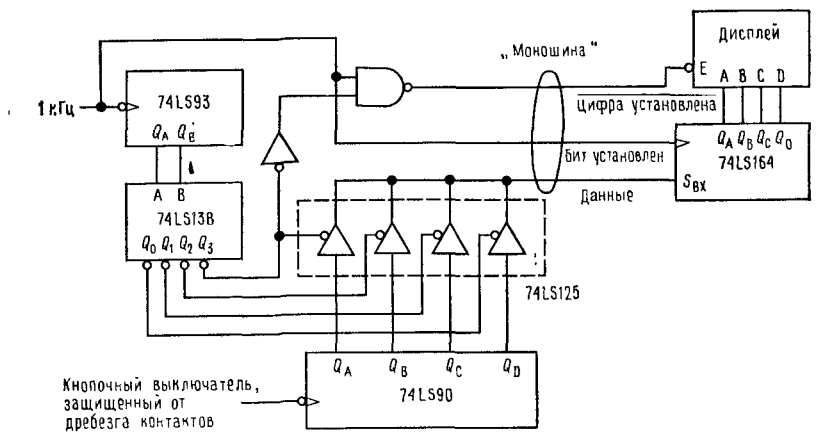



Рис. 16.1. Функциональная диаграмма «моношины».

На этот раз нахождение нужных выводов и решение вопроса, что делать с ненужными, мы оставляем читателю в качестве упражнения.

Простой, но нетривиальный пример использования шины показан на рис. 16.1. Счетчик 74LS90 внизу рисунка, управляемый кнопочным выключателем, будет служить нам источником данных. Для передачи двоично-десятичных данных на дисплей (на рисунке справа) мы используем одиобитовую шину, подавая на нее каждый из битов по очереди, в порядке $Q_D$, $Q_C$, $Q_B$, $Q_A$, через буфера 74LS125. Эта передача производится с частотой 1 кГц с помощью 2-разрядного счетчика (74LS93) и дешифратора 1 на 8 (74LS138), который по очереди отпирает каждый буфер.

Сдвиговый регистр (74LS164), расположенный на противоположном конце рисунка, принимает биты по переднему фронту импульса BIT VALID (бит установлен), который используется здесь как тактирующий. Из 8 бит этого типа мы используем только 4. Дисплей фиксирует поступившую таким образом двоично-десятичную цифру с помощью импульса CHAR VALID (цифра установлена), который выдается один раз на каждые четыре бита. Имеет ли значение то, что сдвиговый регистр не сбрасывается после фиксации данных дисплеем?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Начните с того, что возьмите лист бумаги и начертите временную диаграмму, поместив на ее верхней линии синхросигнал с частотой 1 кГц. Отметьте на диаграмме состояния счетчика 74LS93 и выходов дешифратора 74LS138 и три сигнала на шине; используйте формат вроде того, в котором выполнен рис. 8.55, *б* на стр. 553 основного текста. Когда вы будете уверены, что не возникнет никаких проблем с соревнованиями на шине или с гонками логических состояний, вы будете готовы к сборке схемы.

Теперь сообразите, как следует поступить со всеми входами, которые специально не обозначены на рис. 16.1; мы нарочно их пропустили, чтобы эти упражнения было читать труднее, чем поваренную книгу. Посмотрите приложение В (расположение выводов). В частности:

| | |
|---|---|
| 74LS93 | тактовый вход $CK_B$?<br>входы $R_0$? |
| 74LS138 | входы $C$, $D$, ENABLE и $\overline{\text{ENABLE}}$? |
| 74LS90 | тактовый вход $CK_B$?<br>входы $R_0$ и $R_9$? |
| 74LS164 | вход СБРОС?<br>второй последовательный вход? |

Теперь попробуйте запустить вашу схему. Очень возможно, что она будет действовать сразу. Если это случится, придумайте разумную процедуру поиска неисправностей и выясните, что действует неправильно. Существуют два популярных подхода к этой проблеме:

1) Проследить по очереди действие всех ИМС, начиная от входа схемы (т. е. синхросигнала и кнопки) по направлению к ее выходам (т. е. дисплею).

2) Начиная с выхода, размыкать схему между двумя ИМС и вводить в место разрыва логические уровни, проверяя, правильно ли отвечает на них выход (в нашем случае дисплей). Как правило, это делается для отдельных линий, по одной за один раз; продвигайтесь по направлению к входу, пока не встретите неисправность.

## Лабораторная работа 17. Преобразование аналогового сигнала в цифровой

Материал для чтения: гл. 9, разд. 9.01—9.08, стр. 5—25, разд. 9.18—9.19, стр. 50—51, разд. 9.23 (двухстадийное интегрирование), стр. 64, т. 2.

Задачи: упражнение 9.1; дополнительные упражнения 1,2; примеры негодных схем.

Здесь будет рассмотрена техника цифро-аналоговых преобразований. Мы рассмотрим 8-битовый ЦАП с токовыми ключами (микросхема 1408) и с токовым выходом и затем, включив его в цепь обратной связи, построим следящий АЦП. Монтируйте схемы аккуратно; каждый этап работы основан на использовании предыдущей схемы.

**17.1. Цифро-аналоговый преобразователь.** а. Начните с подключения двоичного реверсивного синхронного 4-разрядного счетчика 74LS191. По поводу расположения выводов счетчика см. приложение В. Фиксируйте на входе $\overline{\text{ENABLE}}$ сигнал низкого, а на входе $\overline{\text{LOAD}}$ — высокого уровня. Выходы соедините со светодиодными индикаторами и тактируйте микросхему от защищенного от дребезга контактов кнопочного выключателя (используйте выход с «нормально высоким» уровнем). Проверьте работу счетчика в режимах суммирования (низкий уровень на входе $\overline{U}/D$) и вычитания ($\overline{U}/D$ — высокий уровень).

б. Теперь используйте выход счетчика, чтобы задавать данные для ЦАП 1408 (рис. 17.1). Соедините выходные разряды счетчика (их четыре) со старшими разрядами (т. е. выводами 8, 7, 6, 5) ЦАП. В каком порядке их следует соединять? Тактируйте счетчик сигналом частотой 1 кГц с макетной панели. Сигнал какой формы должен получиться на выходе ЦАП? Посмотрите его на осциллографе. Теперь измените направление работы счетчика; при этом получится другая ступенчатая кривая.

в. Добавьте второй счетчик 74LS191, как это показано на рис.17.2. Выход RCO (ripple carry output) — «выход переноса» использован, чтобы осуществлять переиос: на выводе 13 сигнал имеет низкий уровень, когда счетчик находится в состоянии, со-

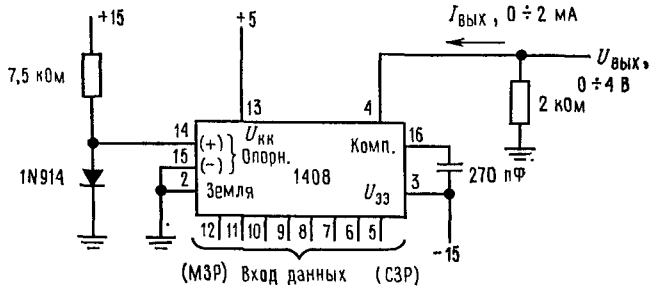



Рис. 17.1. Монолитный 8-битовый цифро-аналоговый преобразователь 1408 с токовым выходом.

Токовый выход преобразуется в выход по напряжению с помощью сопротивления 2 кОм. Обратите внимание на полярность выхода.

ответствующем последней ступени счета (15 для режима суммировани и 0 для режима вычитания); этот вывод соединен с входом $\overline{\text{ENABLE}}$ (разрешение) второй ступени, которая, таким образом, делает следующий шаг по следующему тактовому импульсу. Соедините все разряды с входами ЦАП 1408 (в каком порядке?) и посмотрите на новую «ступенчатую» кривую, которая теперь больше похожа на наклонную лиию.

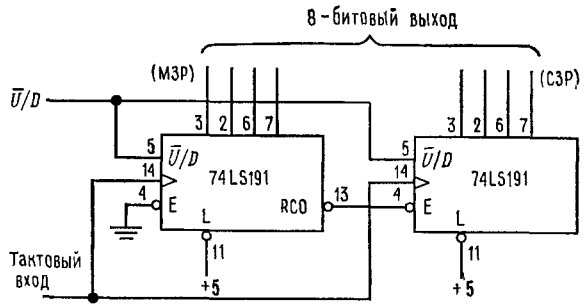



Рис. 17.2. Полиостью синхронизованный 8-битовый реверсивный счетчик, использующий два счетчика 74LS191.

**17.2. Следящий аналого-цифровой преобразователь.** а. Теперь мы можем добавить схему компаратора и получить следящий АЦП, как это показано иа рис. 17.3. Подробиости можно узиать из разд. 9.22 (стр. 60, т. 2). Потенциометр 2,5 кОм играет роль аналогового входа. Компаратор 311 сравнивает напряжения на этом входе и на выходе ЦАП и переводит счетчик в режим (суммирования или вычитания), нужный, чтобы согласовать выход ЦАП с аналоговым входом. Состояние счетчика служит при этом цифровым выходом АЦП.

Выведите на дисплей (светодиодный дисплей с дешифратором фирмы Hewlett — Packard), как показано иа рисунке, четыре старших разряда счетчика. Медленно проверните потенциометр в обе стороны до упора. Что происходит вблизи крайних положений потенциометра? Как это объяснить?

Теперь проверьте напряжение иа выходе ЦАП 1408; оно должно «плясать» между двумя соседними уровнями «лестницы». Попробуйте двигать потенциометр быстро; вы должны заметить скачки напряжения с еще большей амплитудой, которые появ-

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



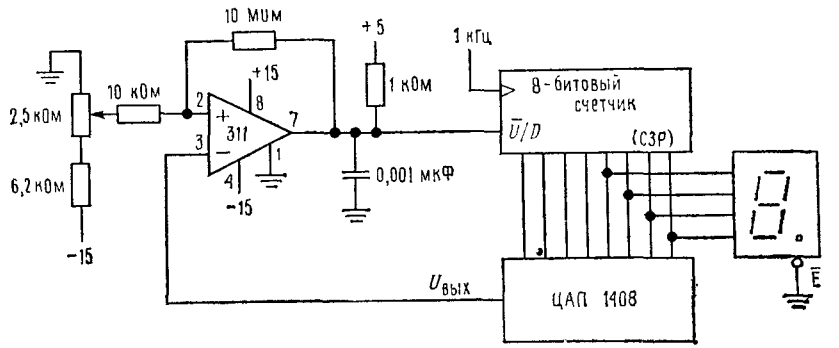



Рис. 17.3. Следящий АЦП, использующий 8-битовый счетчик, и ЦАП из разд. 17.1. Добавление схемы гистерезиса и емкости (что снижает скорость переключения) к компаратору 311 имеет целью уменьшить склониость этой схемы к генерацин.

ляются только во время движеиия потенциометра, но не в то время, когда ЦАП скатывается к своему новому состоянию. Причиной таких скачков является ошибка в последовательности счета счетчика 74LS191, которая возникает, если изменить уровень сигнала на входе $\overline{U}/D$ в то время когда тактовый сигнал имеет иизкий уровень. В технических условиях иа микросхему 74LS191 сказано, что состояние входов $\overline{U}/D$ и $\overline{\text{ENABLE}}$ не должио меняться в течение всего того времеии, когда иа тактовый вход подается сигнал низкого уровня, и это условие может быть нарушено, если (быстрое) изменение аналогового входа заставит выход компаратора изменяться *между* тактовыми импульсами. Нарисуйте времениую диаграмму для так овых импульсов и выхода компаратора, и вы убедитесь, что это действительно ак.

б. Отсоедините четыре младших разряда на входе ЦАП 1408, чтобы лучше видеть, как «пляшет» АЦП в установившемся режиме. Теперь на экране осциллографа только 16 уровией, и выход ЦАП всегда колеблется между двумя из них.

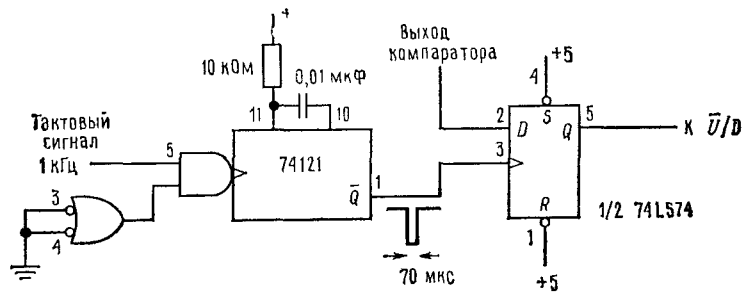



Рис. 17.4. Средство против нарушения условий синхронизации, с которым мы столкнулись выше.

в. Средство для решения проблемы ошибки в счетиой последовательиости, с которой мы встретились в пуикте 17.2 (а), предложеио на рис. 17.4. Состояние выхода компаратора снимается на запускаемый по фронту триггер (74LS74) в то время, когда тактовый сигнал наверняка имеет высокий уровень. Одновибратор (74121) задерживает на 70 мкс положительный фронт тактового импульса, чтобы позволить установиться выходам ЦАП и компаратора; без иего схема была бы более изящной, но тогда наш АЦП при осуществлении «поиска» сдвигался бы на 3 шага вместо од-

ного. Это последнее утверждение вы должны объяснить. Испробуйте это средство. Если сначала устройство не будет действовать, проверьте, работает ли одновибратор. Теперь выход АЦП будет свободен от всплесков.

## Лабораторная работа 18. Последовательная логика II

Материал для чтения: п. 9, разд. 9.28—9.39, стр. 78—104, т. 2. Не беспокойтесь о математических подробностях, они могут вас запутать.

Задачи: упражнение 94, дополнительное упражнение 4.

**18.1. Генератор псевдослучайной последовательности битов.** Эта схема представляет собой стандартный генератор ПСПБ из разд. 9.34 с максимальным числом ступеней регистра сдвига, равным 16. Второй вентиль (Исключающее ИЛИ) «изменяет знак» обратной связи, так что схема не может «застрять» в положении со всеми нулями, которое в противном случае было бы ее единственным устойчивым состоянием (вместо него таковым является состояние со всеми единицами); в этом случае, если нужно, генератор можно запустить снова при помощи входа СБРОС. Для проверки этого утверждения рассмотрите эволюцию состояния со всеми единицами (см. стр. 104).

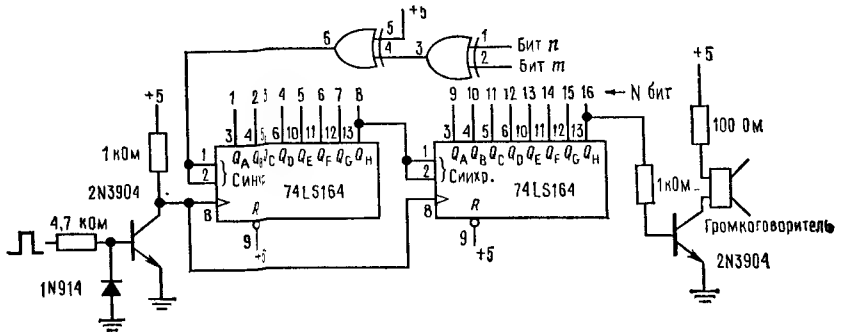



Рис. 18.1. Генератор псевдослучайной последовательности.
ИМС 74LS86 и 74LS164 имеют стандартное «угловое» расположение выводов питания.

Подайте на тактовый вход от генератора функций прямоугольный сигнал большой амплитуды частотой 100 кГц. Для начала установите значения $m=15$, $n=14$ (максимально возможная длина ПСПБ) и послушайте через громкоговоритель «шум» на выходе; этот шум должен быть «белым», т. е. он не должен иметь каких-либо отличительных свойств или заметной частоты. Единственная существующая здесь периодичность — это повторяющаяся длина последовательности. Подсчитайте время этого повторения. Можете ли вы его услышать?

Затем попробуйте задать $m=15$, $n=16$ и $m=15$, $n=13$. Ни одна из этих комбинаций не дает последовательность максимальной длины. Испробуйте также и другие комбинации

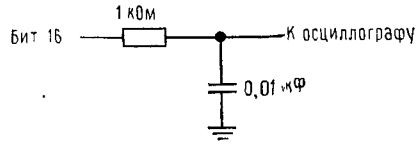



Рис. 18.2. Фильтр низких частот для генератора ПСПБ.

Подключите показанный на рис. 18.2 фильтр к одному из выходов нашего генератора. Почему все равно к какому? Теперь тактируйте схему с частотой 1 МГц и наблюдайте действие фильтра при помощи осциллографа. Объясните общий смысл увиденного в терминах тактовой частоты и длины фильтра. Осторожно запустите

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



развертку самым высоким или самым низким пиком последовательности; это возможно даже для последовательности максимальной длины. Вместе с полученной кривой выведите на экран осциллографа кривую выхода без фильтра. Найдите самые длинные последовательности повторяющихся единиц и нулей. Объясните, исходя из длины регистра сдвига, почему длины этих последовательностей именно таковы. Каким характерным особенностям «отфильтрованного» выхода они соответствуют?

Теперь выключите или сделайте очень медленной горизонтальную развертку осциллографа. Кривая для отфильтрованного выхода при этом выродится в вертикальную линию переменной яркости. Яркость каждого участка этой линии пропорциональна общему количеству времени, которое выход «проводит» при соответствующем значении напряжения. Опишите в общих словах распределение, которое вы видите; какое распределение оно аппроксимирует?

**18.2. Умножитель частоты с цепью фазовой автоподстройки.** Соберите схему, показанную на рис. 18.3. Установите генератор сигнала на входе на частоту ровно 60 Гц,

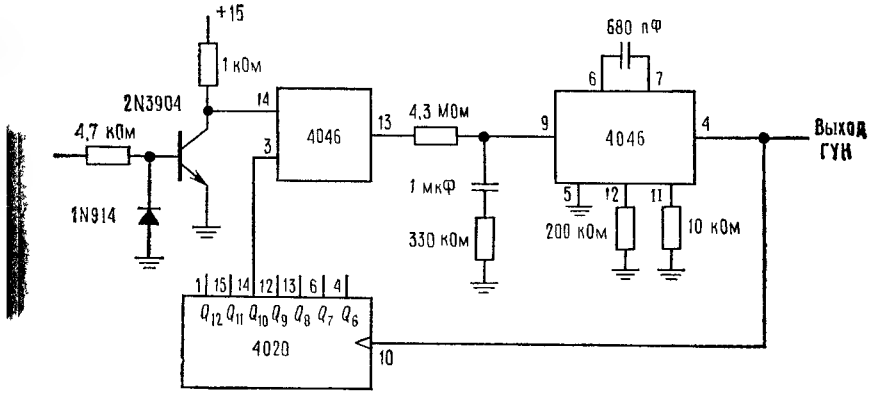



Рис. 18.3. Умножитель частоты на схеме КМОП ФАПЧ 4046.
Эта схема основана на рис. 9.58 в тексте. Вывод 16=$U_{CC}$ = 15 В и вывод 8=$U_{ИИ}$ = земля для обоих ИМС. Фазовый детектор и ГУН схемы 4046 нарисованы как отдельные блоки

для чего придется использовать лабораторный частотомер, работающий в режиме измерения периода. Чему должна быть равна частота на выходе ГУН * (вывод 4 микросхемы 4046)? Теперь измерьте ее частотомером. Исследуйте также поведение одного из промежуточных выходов микросхемы 4020.

Теперь посмотрите на выход фазового детектора (вывод 13 микросхемы 4046). Это — детектор типа II в соответствии с классификацией разд. 9.29 (стр. 80). Вы увидите строчку коротких (но не нулевой длины) положительных движущихся импульсов. Теория предсказывает, что в установившемся режиме они должны исчезать, но нагрузка (10 МОм) пробника осциллографа, который вы используете, позволяет конденсатору фильтра разряжаться до такой степени, что они появляются. Вставьте между конденсатором и пробником повторитель 355, и они пропадут. Медленно подстраивая входную частоту, следите за выходом детектора. Теперь что-нибудь проясняется?

Сейчас постоянная времени фильтра точно подобрана для входной частоты 60 Гц. Исследуйте, к чему приводит изменение некоторых величин, в частности замените сопротивление 330 кОм на 33 кОм и проследите, как ФАПЧ будет колебаться вверх и вниз перед тем, как установится правильная частота. Это зрелище впечатляет!

Наконец, испытайте детектор типа I, который тоже содержится в микросхеме 4046. Его выход — это вывод 1, а входы совпадают с входами детектора II, так что

* Генератор, управляемый напряжением,— *Прим. перев.*

вам понадобится только переключить один провод с вывода 13 на вывод 1. Тогда вы сможете увидеть флюктуации частоты ГУН, зависящие от периода входного сигнала; их можно увеличить, уменьшив величину (1 мкФ) емкости фильтра цепи обратной связи. Если вы будете резко менять входную частоту, то сможете также «поймать» ее гармоники.

## Лабораторная работа 19. Микропроцессор I

Материал для чтения: гл. 10, разд. 10.1—10.11, стр. 114—135, т. 2.

Задачи: дополнительные упражнения 1—6.

Эта серия состоит из пяти лабораторных работ, каждая из которых опирается на предыдущие. Первые две работы посвящены сборке ЭВМ, а остальные три — это «замкнутые в себе» эксперименты с ее использованием (поэтому их можно проводить в любом порядке). Вот темы этих лабораторных работ:

Работа 19. Шины адресов и данных. Память

Работа 20. Центральный процессор. Тестирование и характеристики

Работа 21. Способы синхронизации и организация простого ввода / вывода. Десятичная арифметика

Работа 22. Частотомер

Работа 23. Методы аналоговых преобразований. Простые графики

Теперь посмотрите на рис. 19.1. На нем изображена блок-схема компьютера, который мы собираемся построить. Мы здесь использовали популярный микропроцессор Z80, так как он имеет статические регистры; это позволит нам работать с небольшой тактовой частотой, чтобы можно было проследить выполнение отдельных команд.

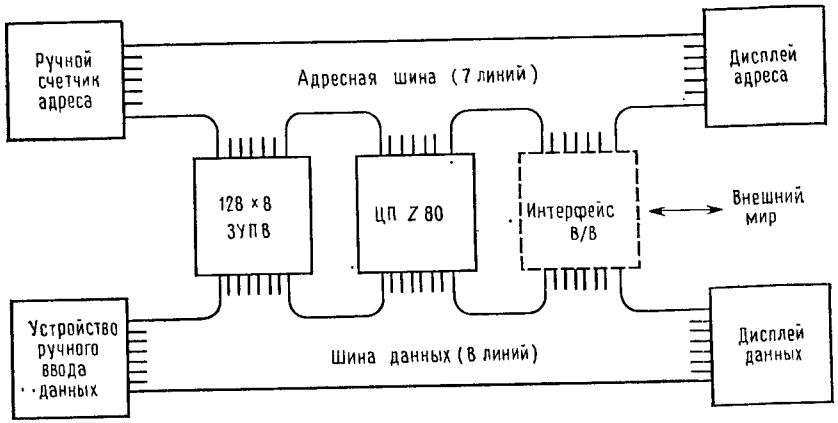



Рис. 19.1. Блок-схема компьютера.

Для удобства мы ограничимся системой команд микропроцессора 8085, к которой мы привыкли, читая гл. 11; эта система является частью полной системы команд микропроцессора Z80 и полностью с ней совместима. Если вы когда-нибудь обратитесь к литературе, относящейся к Z80, вам придется привыкать к другим мнемокодам (КОПы и здесь, естественно, те же самые); если вы это проделаете, то сможете воспользоваться преимуществами, которые дает расширенная система команд, хотя для выполнения наших лабораторных работ это не обязательно. Прежде чем начать работу, примите к сведению несколько общих советов:

1) Монтаж должен быть очень аккуратным. Соединения делайте возможно более короткими и снабжайте их цветной маркировкой; впоследствии вы поймете, насколько полезной может оказаться такая привычка при поиске ошибок. Особенно полезно использовать разные цвета для каждого бита шины, поскольку случайные перестановки битов являются распространенной ошибкой. Можно пометить биты в соответствии с цветовым кодом для сопротивлений, т. е. обозначить нулевой бит черным цветом и т. д.



2) ИМС устанавливайте как можно ближе друг к другу. Если вы будете экономны, все должно уместиться на трех стандартных монтажных платах макетной панели, две из которых понадобятся для самого компьютера и еще одна — для различных периферийных устройств.

3) Обращение с ИМС МОП. Статические заряды на входных выводах могут разрушить схемы МОП. Любую ИМС МОП всегда устанавливайте после того, как на макетной панели подключены все идущие от нее провода. Никогда не касайтесь выводов пальцами; берите корпус только за торцы и всегда храните ИМС в проводящем пенопласте. Эта мера предосторожности относится (в наших лабораторных работах) только к ИМС ЦП и ЗУПВ.

**19.1. Адресный счетчик и дисплей.** При включении, показанном на рис. 19.2, буфера с тремя состояниями остаются в резерве (не используются) и выход счетчика всегда

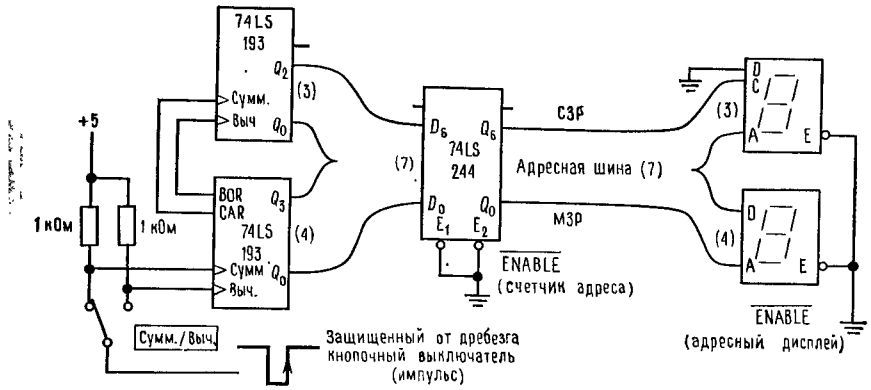



Рис. 19.2. Адресный счетчик и дисплей.

**Обратите внимание, что не все выводы реверсивных счетчиков 74LS193 задействованы; как вам следовало бы поступить с неиспользованными входами? Справьтесь в приложении В.**

подается на шину адресов, так что дисплей показывает состояние счетчика. Проверьте при помощи кнопочного выключателя, что счетчик действительно может считать в обоих направлениях (т. е. суммировать и вычитать) и что при изменении направления не появляются паразитные счетные импульсы (возникновение такой проблемы могло бы означать, что поступающие от кнопки импульсы имеют не ту полярность).

Подайте на вход $\overline{\text{ENABLE}}$ (разрешение) буфера сигнал высокого уровня. Объясните, что видите на дисплее. Теперь, отпирая и запирая буферы с тремя состояниями, исследуйте логическим пробником отдельные линии шины. Логический пробник устроен так, чтобы показывать неподключенное состояние при помощи свечения вполсилы. Вход $\overline{\text{ENABLE}}$ пока оставьте заземленным; этим входом, как и входом $\overline{\text{ENABLE}}$ дисплея (также заземленным), будет в случае необходимости управлять наш компьютер.

**19.2. Шина данных и дисплей.** Соберите блок шины данных, как показано на рис. 19.3. Расположите разряды $D_7$(СЗР), $D_6$, . . ., $D_0$ (МЗР) в порядке слева направо, поскольку при таком расположении (макетная панель смотрит на вас) набор битов представляет двоичное число; оба дисплея расположите аналогичным образом. Убедитесь, что при сигнале низкого уровня на линии $\overline{\text{WRITE}}$ (запись) дисплей показывает набор битов, который установлен на переключателе DIP, после чего проверьте ваше искусство в проведении преобразований из шестнадцатеричной системы счисления в двоичную.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

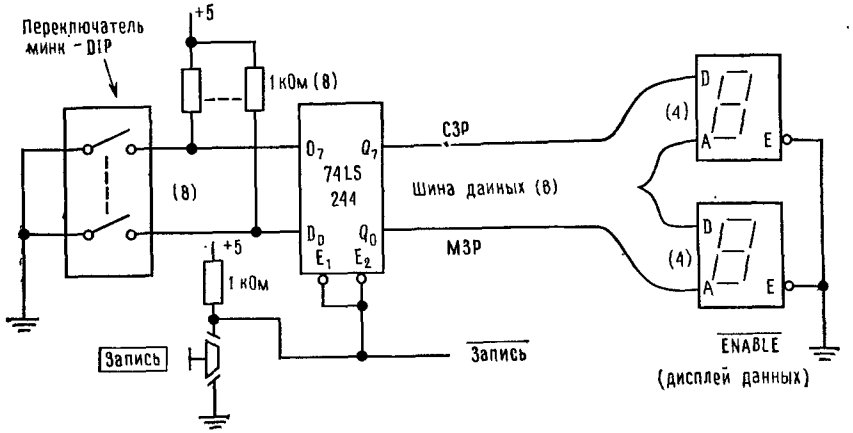



Рис. 19.3. Шина данных и дисплей.
На этой же схеме показано расположение выводов мини-DIP-переключателя.

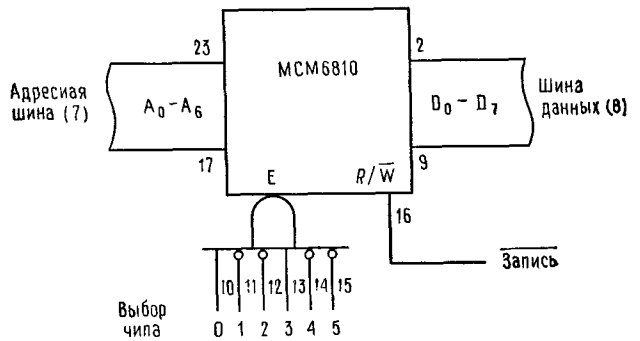



Рис. 19.4. Соединения выводов ИМС памяти.
Корпус имеет 24 вывода; $U_{кк}$ — вывод 24, земля — вывод 1.

**19.3. Память.** ИМС памяти MCM6810 имеет 128 ячеек по 8 бит и выполнена на *n*-МОП-структурах. Она использует один источник питания +5 В и имеет ТТЛ совместимые вход и выход, что для наших целей весьма удобно.

Можете ли вы понять, с какой целью здесь и пользована необычная комбинация выводов выбора ИМС? Что надо делать с каждым из них, чтобы пользоваться памятью? Соедините вывод READ / $\overline{\text{WRITE}}$ (чтение / запись) с выключателем $\overline{\text{WRITE}}$ (запись), при помощи которого мы ранее в этой работе (часть 2) разрешали ввод данных на шину.

Когда на линии $\overline{\text{WRITE}}$ имеется сигнал низкого уровня, данные через шину записываются в память. Если сдвинуть адресный счетчик на один шаг, те же данные будут записаны в следующую ячейку. Когда же на линии $\overline{\text{WRITE}}$ имеется сигнал высокого уровня, память сама выдает данные на шину данных, что позволяет нам узнавать содержимое каждой ячейки.

Тщательно проверьте действие памяти при чтении и при записи, используя в качестве данных различные наборы битов; вы должны убедиться, что ни один бит не остается всегда в одном и том же состоянии. Проделайте это для нескольких ячеек во всем диапазоне адресов.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**19.4. Прежде, чем вы уйдете.** Не разбирайте плод ваших тяжких усилий! Самое интересное еще не начиналось! Напишите на макетной панели ваше имя и поместите ее в безопасное место, чтобы сохранить до следующего занятия.

## Лабораторная работа 20. Микропроцессор II

Материал для чтения: гл. 10, разд. 10.12 и до конца стр. 137—159, т. 2; введите в эту работу и приложение о процессоре Z 80.

Задачи в основном тексте; дополнительные упражнения 7—9.

Итак, час настал. Сейчас мы соединим микропроцессор Z 80 с блоками шин, которые были собраны в предыдущей работе. До того как можно будет запустить компьютер, нам придется позаботиться о некоторых дополнительных деталях, а именно о стробировании для управления доступом к шине и фиксирующими схемами дисплеев (напомним, что все относящиеся сюда входы $\overline{\text{ENABLE}}$ пока заземлены) и об обеспечении системы тактовыми импульсами с нужными свойствами. Эти детали займут, вероятно, бóльшую часть работы, к которой мы теперь приступаем.

Прежде всего давайте познакомимся с микропроцессором Z 80. Расположение его выводов показано на рис. 1; 24 вывода из общего их числа 40 отведено под адресную шину (16 бит) и шину данных (8 бит), а остающиеся 16 выводов распределены между линиями питания и управляющими линиями. Большую часть этих линий мы будем в свое время использовать (или хотя бы обсуждать их работу), так что имеет смысл уже сейчас описать их назначение:

$\overline{\text{BUSRQ}}$ (bus request — «запрос шины»). Входная линия возбуждается сигналом низкого уровня. Когда этот вход активирован, компьютер в течение нескольких тактов освобождает обе шины, которые после этого остаются неподключенными. Отключаются также и некоторые линии управления. К этому входу мы присоединим выключатель, который позволит нам отсоединять процессор от шины, что нужно для осуществления прямого доступа к памяти.

$\overline{\text{BUSAK}}$ (bus asknowledge — «подтверждение шины»). Входная линия, в активном состоянии низкий уровень. $\overline{\text{BUSRQ}}$ действует не мгновенно; прежде чем освободить шину, компьютер должен закончить выполнение команды, которую он начал выполнять до активизации входа $\overline{\text{BUSRQ}}$, иначе впоследствии было бы невозможно правильно продолжить работу. Поэтому, чтобы избежать конкуренции на шине и связанных с ней неприятностей, для разрешения внешнего доступа к шинам приходится использовать специальный выход $\overline{\text{BUSAK}}$. Мы соединим его с разрешающим входом $\overline{\text{ENABLE}}$ буфера адресного счетчика, чем и достигаем указанной цели. Кроме того, мы подключим к нему светодиодный индикатор, который будет показывать, производится ли ручной доступ к шинам.

$\overline{\text{RESET}}$ («сброс»). Входная линия активизируется сигналом низкого уровня. Этот вход инициирует компьютер, при этом все флаги состояния сбрасываются и начинается исполнение команд с ячейки 0000.

$\overline{\text{HALT}}$ («останов»). Выходная линия, в активном состоянии низкий уровень. После выполнения команды $\overline{\text{HALT}}$ на этом выходе устанавливается низкий уровень; в состояние с высоким уровнем он может вернуться только под действием $\overline{\text{RESET}}$ или соответствующего прерывания. К этому выходу мы также подключим светодиод, который будет показывать, работает ли компьютер.

$\overline{\text{MREQ}}$ (memory request — «запрос памяти»). Выход с тремя состояниями, в активном состоянии низкий уровень. Синхронизирующий сигнал $\overline{\text{MREQ}}$ указывает, что в данный момент происходит выполнение операций, требующих обращения к памяти.

$\overline{\text{M1}}$ (memory cycle 1 — «цикл памяти»). Выход с тремя состояниями, в активном состоянии низкий уровень. $\overline{\text{M1}}$ — синхронизирующий сигнал.

$\overline{\text{IORQ}}$ (Input / output request — «запрос ввода / вывода»). Выход с тремя состояниями, в активном состоянии низкий уровень. Синхросигнал $\overline{\text{IORQ}}$ показывает, что в данный момент происходит выполнение команды IN или OUT. Он используется для подключения периферийных устройств к шине данных.

$\overline{RD}$ (read — «чтение»). Выход с тремя состояниями, активное состояние с низким уровнем. Строб для считывания данных из памяти или В/В.

$\overline{WR}$ (write — «запись»). Выход с тремя состояниями, активное состояние с низким уровнем. Строб для записи в память или В/В.

Чтобы лучше понять назначение последних пяти выходных линий синхронизации и управления (а также выхода $\overline{RFSH}$ dynamic memory refresh — «регенерация динамической памяти», которым мы не пользуемся), надо рассмотреть соответствующие временные диаграммы в приложении, посвященном микропроцессору Z 80. Кроме того, позже сегодня мы еще будем исследовать эти выходы при помощи осциллографа. Наконец, есть еще три входа, которые мы вообще не будем использовать; каждый из них мы заблокировали, приложив к нему + 5 В: $\overline{WAIT}$ («ожидание»); вводит «ждущие» машинные такты, чтобы продлить циклы доступа к памяти и тем самым обеспечить возможность работы с медленно действующей памятью. $\overline{INT}$ (interrupt request — «запрос прерывания»). $\overline{NMI}$ (non maskable interrupt request—«не маскируемый запрос прерывания»); осуществляет переход к ячейке $0066_{16}$. Аналогичен входу TRAP микропроцессора 8085.

**20.1. Центральный процессор.** Подключите ваш Z 80, как показано на рис. 20.1. Обратите внимание на то, что входы микропроцессора мы никогда не оставляем свобод-

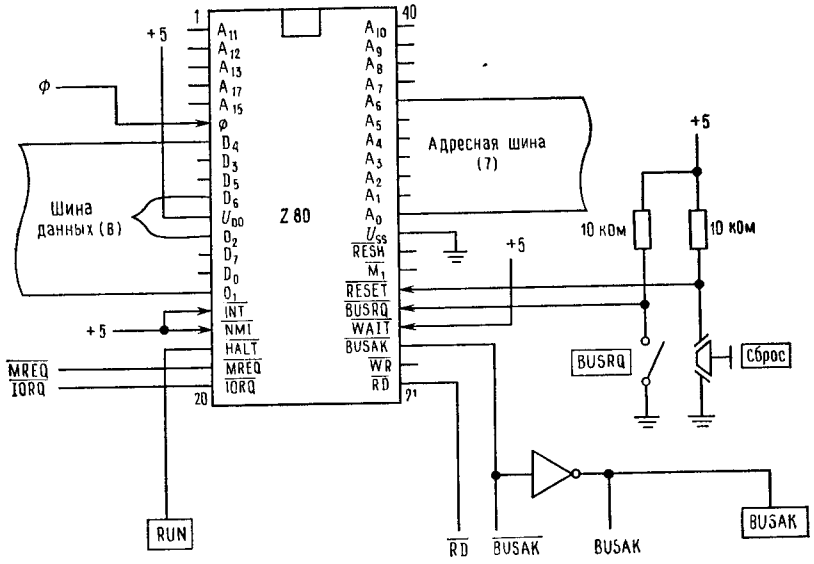



Рис. 20.1. Организация центрального процессора.

Линии $\overline{RUN}$ и BUSAK соединены со светодиодными индикаторами на макетной панели.

ными, поскольку должны исключить возможность случайных операций; в то же время неиспользованные входы, как, например, старшие адресные линии, оставлены неподключенными. Выводы для битов данных расположены в необычном порядке, так что не забудьте еще раз проверить, правильно ли они соединены с уже смонтированной шиной данных. Символ «Ø» использован для обозначения главного тактового генератора, который мы смонтируем в части 4 этой работы.

Теперь соедините выход $\overline{BUSAK}$ с двумя входами $\overline{ENABLE}$ буфера с тремя состояниями, через который наш реверсивный счетчик передает адрес на адресную шину. Тем самым счетчику автоматически будет позволено адресовать память, когда

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



компьютер будет освобождать шину в ответ на замыкание выключателя $\overline{BUSRQ}$.

**20.2. Разрешение дисплея адреса.** Вам, вероятно, не вполне ясно, почему адресный дисплей нельзя просто оставить постоянно включенным. Позже, когда мы будем исследовать адресную шину при помощи осциллографа, ответ на этот вопрос станет более очевидным. При нормальной работе микропроцессор Z 80 высылает на шину помимо адресной информации еще и «адреса регенерации», которые нужны только для работы

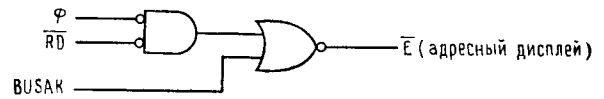



Рис. 20.2. Схема разрешения адресного дисплея.

Для двух вентилей используйте счетверенный вентиль НЕ-ИЛИ 74LS02; ф обозначает главный тактовый сигнал ЦП (вывод 6 микропроцессора Z 80); $\overline{RD}$ — это выход Z 80 (вывод 21); $\overline{BUSAK}$ получается из BUSAK при помощи инвертора (часть 20.1).

с динамической памятью (см. разд. 11.10), причем посылка обоих типов адресов чередуется. Нас же интересуют лишь адреса первого типа, и во избежание путаницы «адреса регенерации» нельзя допускать на дисплей. Если посмотреть на временные диаграммы в приложении с описанием микропроцессора Z 80, то можно заметить, что для этой цели как раз подходит импульс $\overline{RD}$; логическое И с синхроимпульсом оказывается нужным из-за необычно большого времени захвата (50 нс) фиксирующих входов дисплеев фирмы Hewlett — Packard, а логическое ИЛИ с импульсом BUSAK включает дисплей при осуществлении ручного управления шиной.

Когда будете соединять выход этих вентилей с разрешающими входами ($\overline{ENABLE}$) дисплея, не забудьте *отключить их от земли* (с которой они были перед тем соединены).

**20.3. Разрешение работы памяти.** Поскольку Z 80 с его ограниченным числом выводов не имеет специального сигнала «считывание из памяти», мы вынуждены использовать вместо него RD AND MREQ, который формируется при помощи соответствующих

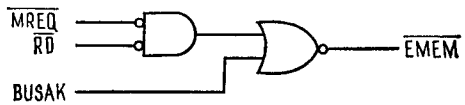



Рис. 20.3. Схема разрешения работы памяти.

$\overline{MREQ}$, $\overline{RD}$ и BUSAK — это сигналы, получаемые от процессора (часть 1). Для построения этой схемы воспользуйтесь второй половиной схемы 74LS02, которую мы применили в части 3.

вентилей. Чтобы это понять, надо посмотреть временные диаграммы в приложении: MREQ истинно для операций как «считывание из памяти», так и «регенерации», которую мы должны исключить; RD истинно во время операций ввода / вывода; оба они истинны только в течение «считывания из памяти». Логическое ИЛИ с импульсом BUSAK использовано здесь с той же целью, что и выше в разд. 2.

Какая логическая схема понадобилась бы, чтобы позволить ЦП осуществлять также и запись в память? Здесь уместно вспомнить, что уровень $R/\overline{W}$ памяти не может все время оставаться постоянно высоким и что надо также предусмотреть ручную запись в память. Микропроцессор Z 80 имеет выход $\overline{WR}$, который в точности аналогичен выходу $\overline{RD}$. На самом деле такое усовершенствование не является обязательным; Z 80 имеет достаточно регистров для всех необходимых вычислений, так что запись в память никогда нам не понадобится. Конечно, если вы попытаетесь написать для этого компьютера программы, требующие записи в память, вам придется наделить его (см. приложение) такой способностью, однако имейте в виду, что обладание ею может оказаться поистине опасным, если ваша программа по ошибке начнет переписывать саму себя!

Теперь отсоедините от земли и соедините с $\overline{EMEM}$ один из входов $\overline{CS}$ [1] ИМС памяти.

**20.4. Тактовый генератор.** Эта схема имеет три функции:

1) Формирование отрицательных импульсов малой длительности для всех входных частот. Такой способ синхронизации рекомендован для микропроцессора Z 80.

2) Приведение их параметров в соответствие со стандартами ТТЛ (микросхема 74121 имеет на входе внутренний триггер Шмитта).

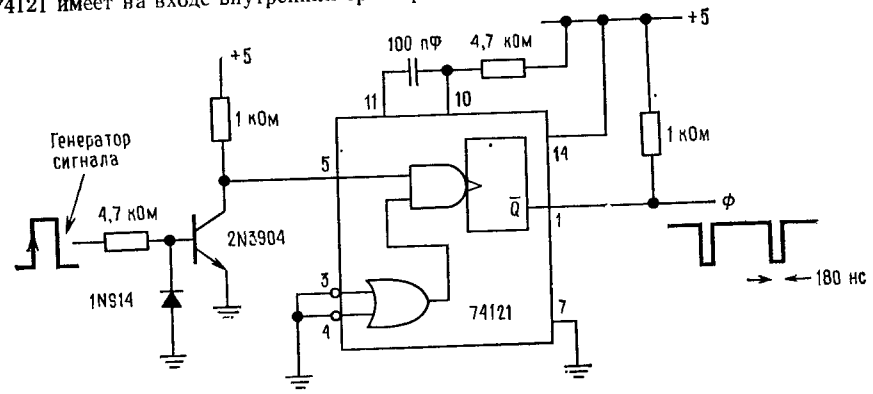



Рис. 20.4. Схема тактового генератора.

3) Защита микропроцессора Z 80 от перегрузки на его тактовом входе, которая была бы возможной при непосредственном подключении генератора сигналов.

Подайте на вход схемы сигнал от генератора сигналов и посмотрите при помощи осциллографа, что происходит на ее выходе. При высокой входной частоте на выходе можно наблюдать импульсы длительностью 200 нс.

После того как получены тактовые импульсы с нужными свойствами, следует проверить, как выполняется последовательность запроса и подтверждения шины: после того, как мы вышлем запрос шины (низкий уровень на $\overline{BUSRQ}$, т. е. выключатель замкнут), в течение нескольких тактов должен загореться индикатор BUSAK, а после снятия запроса этот индикатор должен погаснуть. Пока эта последовательность не начнет правильно действовать, продвигаться дальше нельзя. Если она не работает, проверьте логическим пробником тактовый генератор и убедитесь, что входы $\overline{ENABLE}$, которые управляются выходом $\overline{BUSAK}$, не остались заземленными.

Теперь, когда $\overline{BUSAK}$ получен, проверьте, что при помощи адресного счетчика и DIP переключателя вы действительно можете осуществить считывание из памяти и запись в нее, после чего введите следующую программу:

| Адрес | Данные | Метка | Операции | Комментарии |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 00 | Begin: | NOP | ; «цикл операции» = ничего не делать |
| 01 | 00 | | NOP | ; то же самое |
| 02 | C3 00 00 | | JMP Begin | ; перейти обратно к первой команде |

Программа 20.1. «Повторяйте цикл» Все программы в этой книге будут использовать этот формат, который типичен для выходных распечаток ассемблера. Специально отметим, что трехбайтовая команда JMP занимает только одну строку и что столбец «данные» имеет три входа. Помните это, когда будете вводить программу, и не записывайте их все три в одну ячейку памяти.

[1] Chip select — выбор чипа.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



**20.5. Простая программа.**

Программа 20.1 вводит наш компьютер в бесконечно повторяющийся цикл, поэтому мы можем следить на осциллографе за тем, как он действует. Введите эту программу в первые пять ячеек ЗУПВ. Выполнение ее начните при помощи следующей последовательности действий:

1) восстановите связь ЦП с шиной, для чего подайте на линию $\overline{BUSRQ}$ сигнал высокого уровня, затем 2) на мгновение переведите вход $\overline{RESET}$ в состояние с низким уровнем; это должно заставить ЦП извлечь первую команду из ячейки $0000_{16}$.

При тактовой частоте в несколько герц наблюдайте, как ЦП последовательно извлекает команды. Зачем вообще он должен просматривать ячейки 03 и 04? Теперь

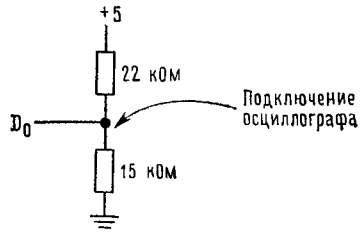



Рис. 20.5. На осциллограф поступает ~2,0 В, когда шина не подключена. С другой стороны, такое соединение не слишком сильно нагружает шину.

возьмите более высокую тактовую частоту и перейдите к наблюдениям с осциллографом. Чему равна максимальная частота, при которой компьютер еще может правильно действовать? Вероятно, вы сочтете полезным посмотреть на выход $\overline{M1}$ (вывод 27), сигнал на котором имеет низкий уровень в течение двух первых тактов каждой команды («извлечение КОПа»). Две команды NOP и одну JMP в нашей последовательности можно при этом опознать по их различным длинам. Запуская осциллограф внешним импульсом MI и получая на его экране неподвижную кривую, мы можем сравнивать тактовый сигнал в одном из каналов с различными управляющими уровнями в другом. Исследуйте те из них, которые нужны для заполнения временной диаграммы на рис. 20.6. Чтобы увидеть неподключенное состояние шины (это нужно для двух

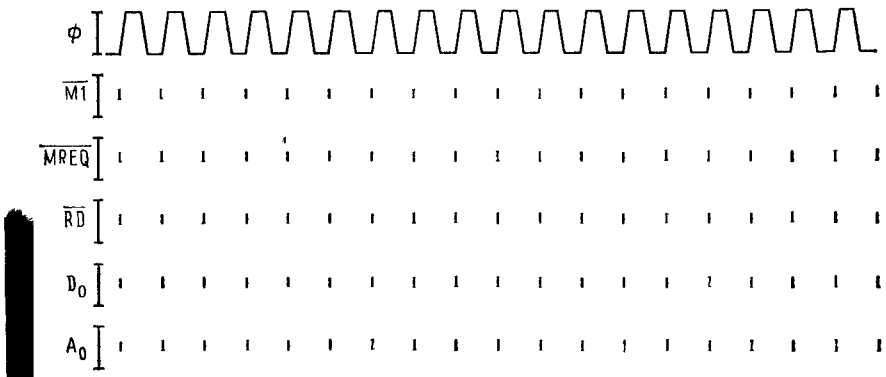



Рис. 20.6. Временная диаграмма.
Нанесите недостающие линии. Правильные соотношения фаз должны быть выдержаны, позаботьтесь об этом.

последних строк диаграммы), вам придется использовать трюк, который показан на рис. 20.5. На диаграмме изобразите неподключенное состояние как уровень, расположенный посередине между H и L.

Сравните ваш ответ с временными диаграммами в приложении Б (описание Z 80) и проверьте, согласуются ли ваши оценки длин комаид с теми длинами, которые обозначены в приложении.

Кривая для бита 0 адресиой шины должна поиачалу вас смутить. Период повторения оказывается в этом случае вдвое большим, чем для любой кривой, и соответствует *двум* проходам цикла из программы 20.1. То, что вы сейчас видите, связано с «адресами регенерации» динамической памяти, которые микропроцессор Z 80 генерирует в течение тактов $T_3$ и $T_4$ операции извлечения КОПа (см. приложение). Такой адрес занимает 7 бит и увеличивается на 4 каждый раз, когда выполияется извлечение КОПа, при выполнении каждой команды. В нашем случае последовательность состоит из трех команд, так что уровень регенерации иа линии $A_0$, который изменяется на противоположный при выполнении каждой команды, для возвращения в исходиое состояние требует двух проходов цикла.

## Лабораторная работа 21. Микропроцессор III

Материал для чтения: гл. 11, разд. 11.1—11.4, стр. 161—179, т. 2. Прочитайте описание этой работы и убедитесь, что поиимаете программы.

Задачи в основном тексте.

Любое реальиое приложение микрокомпьютера требует какого-то способа его коммуникаций с внешиим миром. Один из таких способов — это «разместить» устройства ввода и вывода в пространстве памяти, так чтобы компьютер восприиимал их как память. Однако более удобным оказывается использование специальных команд IN и OUT, как это было описано в разд. 10.06 и 10.07. Чтобы продемонстрировать действие этих комаид с минимальными изменениями в готовой схеме, мы можем в качестве устройства вывода использовать схему «дисплея данных». Она уже соединиена с шиной даиных, поэтому нам остается только соединить ее вход $\overline{\text{ENABLE}}$ с линией $\overline{\text{IORQ}}$ процессора (вывод 20), и тогда содержимое накопителя будет выводиться на дисплей при каждом исполнении команды OUT. Поскольку при высоких тактовых частотах частота вывода данных окажется для нас слишком высокой, мы для собственного спасения должны отделить все команды OUT при помощи задерживающих циклов. Их использоваиие представляет собой обычный прием в программироваии микрокомпьютеров.

**21.1. Программа задержки.** Этот прием часто используют для того, чтобы осуществлять выполнение какой-нибудь операции через равные промежутки времени. Вместо того чтобы делать это при помощи специальной дополнительной схемы, мы можем

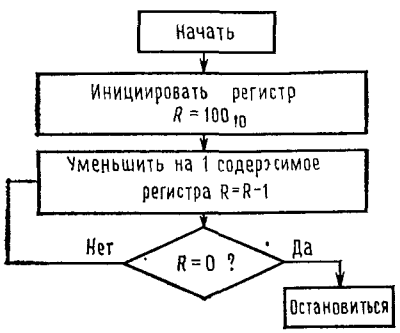



Рис. 21.1. Блок-схема программы задержки.

использовать программу, построеиную, как показано на рис. 21.1. Запись такой программы для микропроцессора Z 80 — это программа 21.1. В качестве счетчика в ней использован регистр B.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
00  06 64          MVI   B, 100    ; загрузить 100 в регистр «B».
02  05       LOOP: DCR   B         ; уменьшить B:B=B-1.
03  C2 02 00       JNZ   LOOP     ; перейти обратно, если результат еще
                                    равеи нулю. В противном случае
06  76             HLT            ; останов
```

Программа 21.1. Программа задержки. Отметим использоваиие нескольких входов в столбце «данные» (втором) для указаиия команд, имеющих более одного байта в длину; вследствие этого столбец адресов (первый) делает от строки к строке скачки иа одну, две или три ячейки за один раз.

Убедитесь, что светодиодный индикатор соединен с выходом $\overline{\text{HALT}}$ (вывод 18) процессора, введите программу в память и запустите ее при помощи входа RESET. Остановится она сама.

Команда DCR занимает 4 машинных цикла, команда JMP — 10. Поэтому весь цикл длится $10\times14\times T$, где $T$ — тактовый период. Проверьте это при тактовой частоте 100 Гц.

Переделайте программу (но не тактовую частоту!) так, чтобы задержка была равна в точности 10 с, и испытайте ее. Подумайте, как устроить задержку на 100 с при той же тактовой частоте (испытывать такую программу вам следовало бы при тактовой частоте 1 кГц).

**21.2. Программирование ввода/вывода.** Измените схему, как об этом говорилось во введении· отсоедините от земли вход $\overline{\text{ENABLE}}$ дисплея данных и соедините его с линией $\overline{\text{IORQ}}$ (вывод 20) процессора. После этого испытайте программу 21.2, которая представляет собой модифицированную версию программы задержки.

```
00  06 64       Begin: MVI   B, 100    ; цикл задержки, как раньше
02  05          LOOP:  DCR   B
03  C2 02 00           JNZ   LOOP
06  C6 xx              ADI   xx       ; прибавить констаиту xx к накопителю
06  D3 00              OUT   0        ; вывести A в порт 0 (символический)
0A  C3 00 00           JMP   Begin    ; продолжать это повторять
```

Программа 21.2. Программа для дисплея.

Эта программа выводит на дисплей через удобные интервалы времени последовательность шестнадцатеричных чисел, каждое из которых больше предыдущего на заранее заданную постояиную величину $xx_{16}$. Текущее значение содержится в другом регистре, в накопителе — регистр A. Испытайте программу при xx=03 и тактовой частоте 1 кГц.

**21.3. Дешифровка кода устройства.** Если число каналов ввода/вывода превышает единицу, приходится использовать какой-то способ дешифровки адреса, чтобы различать эти каналы. Во время выполнения команды IN или OUT иа адресной шине (в продолжение сигнала низкого уровня на линии $\overline{\text{IORQ}}$) присутствует код, называемый «номером порта». Идентифицировать по этому коду устройство можно было бы при помощи комбинационных логических схем, однако более общим методом является использование дешифратора Нам будет удобен дешифратор 74LS138, поскольку у него есть несколько разрешающих входов (два инверсных, один прямой). В следующей программе мы собираемся обеспечить возможность считывать состояние DIP-переключателя в накопитель, равно как и выводить его на дисплей данных, и для этого нам понадобится добавить еще одну схему (рис. 21.2).

Не забывайте отсоединить существующую схему от входа $\overline{\text{ENABLE}}$ буфера переключателя DIP перед каждым выполиением программы и восстанавливать это соединение перед новым вводом данных. Переключатель DISPLAY SELECT (выбор дисплея) устанавливается в нижнее положение для ввода программ (или еще для наблюдения за шиной данных) и в верхнее положение, если дисплей надо использовать в

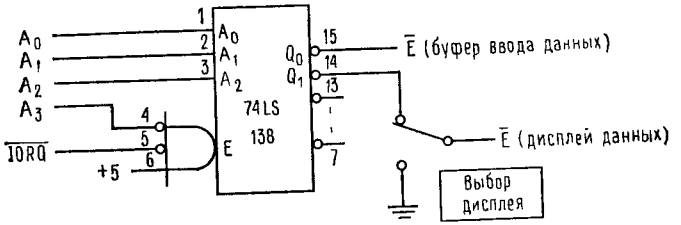



Рис. 21.2. Дешифровка кода устройства при помощи дешифратора 1×8 74LS138. Земля — вывод 8; $U_{кк}$ — вывод 16

качестве устройства вывода. При желании можно было бы заменить переключатель вентилем, управляемым сигналом BUSAK, тогда эта работа выполнялась бы автоматически; то же самое можно сделать и с входом $\overline{\text{ENABLE}}$ буфера переключателя DIP.

В следующем выводе описаны оба порта B/B·

| Имя порта | Ввод/вывод | $A_7 - A_4 A_3 A_2 A_1 A_0$ | Шестнадцатеричное число |
|---|---|---|---|
| SWITCH (переключатель) | Ввод | x 0 0 0 0 | $x0_{16}$ |
| DISPLA (дисплей) | Вывод | x 0 0 0 1 | $x1_{16}$ |

(x обозначает состояние, которое здесь не имеет значения)

Теперь можно при помощи переключателей установить приращение (xx см. выше) во время выполнения программы. Соответствующая модифицированная версия — это программа 21.3. Операторы EQU в верхней части программы нужны ассемблеру, чтобы определить значения выбранных нами имен портов; этим строкам программы не соответствует ввод каких-либо данных.

```
00  =          SWITCH  EQU  0          ; определить адреса портов
01  =          DISPLA  EQU  1
00  06 64      BEGIN:  MVI  B, 100     ; как раньше
02  05         LOOP:   DCR  B
03  C2 02 00           JNZ  LOOP
06  DB 00              IN   SWITCN     ; ввести в накопитель состояние
                                         выключателей
08  81                 ADD  C          ; прибавить предыдущий итог в
                                         рег. C
09  00                 NOP             ; см. 21 — 4 ниже
0A  4F                 MOV  C,A        ; сохранить новый итог в C
0B  D3 01              OUT  DISPLA     ; вывести новый итог
0D  C3 00 00           JMP  BEGIN      ; повторить все сначала
```

Программа 21.3. Программа для дисплея с вводимым с переключателя DIP приращением.

**21.4. Десятичная арифметика.** Держите питание включенным, чтобы сохранить вашу последнюю программу. Теперь замените NOP в адресе 09 на DAA (КОП $27_{16}$) и снова запустите программу. Вы поражены?

Команда DAA (десятичная коррекция накопителя) воздействует на результат любой арифметической операции в накопителе. Она преобразует ответ к виду, который он имел бы, если бы операция проводилась над «упакованными двоично-десятичными» (т. е. записанными по два десятичных разряда в байте) аргументами. На наших дисплеях этот формат выглядит как двухразрядное десятичное число. Чтобы все это осуществить, процессор для каждой арифметической операции сохраняет в виде флага H результат переноса из бита 3 в бит 4; операция DAA, использовав значения H и CY (бит переноса из бита 7) и содержимое накопителя, выводит результат. Вот вам

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



замысловатая задача (необязательная): набросайте алгоритм, который бы это делал.

**21.5. Упражнение.** (Только если у вас осталось время.) Напишите программу для преобразования и вывода на десятичный дисплей двоичного числа, заданного при помощи переключателей.

Замечание: это не так просто делается, как может показаться с первого взгляда. Команда DAA не переводит непосредственно двоичное число в десятичное; она только воздействует на непосредственный результат арифметической операции над двумя упакованными двоично-десятичными операциями.

Подсказка 1. Постройте вашу программу по такому образцу:

```
Begin: Считать состояние переключателей
       Преобразовать в десятичную систему
       Вывести на дисплей
       Перейти к метке Begin
```

Подсказка 2. Если тактовая частота достаточно высока, преобразование можно выполнить посредством последовательного уменьшения введенного числа до нуля при одновременном увеличении (в десятичной системе) содержимого другого регистра. Напомним, что команда INR не действует на флаг CY, поэтому не забудьте сначала его очистить (или использовать ADI1).

## Лабораторная работа 22. Микропроцессор IV

Материал для чтения: гл. 11, разд.5—11.8, стр. 189—209, т. 2.

Задачи в основном тексте.

Нашим следующим упражнением, под которое целиком отведено это занятие, будет построение частотомера с использованием микропроцессорной техники, которую мы изучали в трех последних работах. На этом примере будет продемонстрировано основное преимущество управляемых микропроцессорами приборов — возможность сочетать последовательные операции переключения с цифровыми вычислениями.

Обычный способ измерения частоты состоит в подсчете на фиксированном интервале времени числа нулей входного сигнала, как предлагает рис. 22.1. См. также

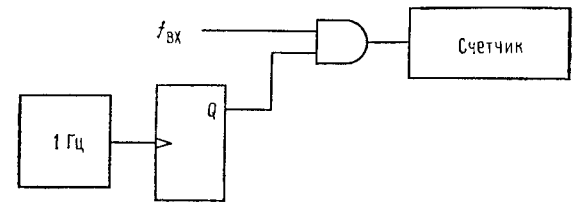



Рис. 22.1. Традиционная блок-схема частотомера.

Разрешение 0,1, 0,01 Гц, время счета соответственно 10, 100 с и т. д. Показания счетчика = $f$(Гц).

разд. 14.10 (стр. 367) и рис. 14.23 в основном тексте. Микропроцессорная версия такой схемы в общем была бы вполне практичной, но для получения высокой точности при измерении низких частот понадобились бы, как это было указано, большие интервалы времени. Вы, возможно, уже сталкивались с этим неудобством, если когда-нибудь пытались использовать частотомер таким способом.

Альтернативным подходом, который можно практиковать, если имеется возможность производить вычисления, является измерение *периода* входного сигнала и вычисление *обратной ему величины* при помощи схемы, показанной на рис. 22.2. См. по этому поводу разд. 14.10 (рис. 14.25, стр. 369, т. 2). Именно этим мы сегодня и займемся. Устройство, которое мы используем, позволит проводить измерения в диапазоне от 2,5 до 9,9 Гц (наш дисплей имеет два десятичных разряда); несложная переделка позволяет получить шкалу до 0,99 Гц при разрешении 0,01 Гц.

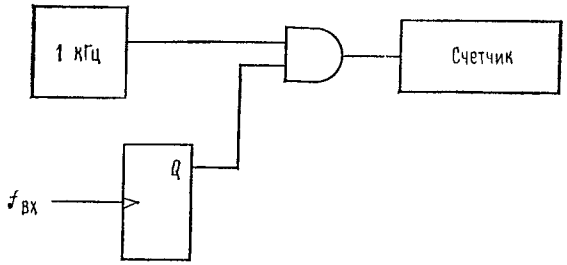



Рис. 22.2. Схема измерения периода.
Показания счетчика $\sim T$, $f=1/T$.

Сначала мы соберем аппаратуру, необходимую для управляемой компьютером реализации нашей схемы, а затем перейдем к развитию программного обеспечения, которое превратит собранные схемы в частотомер. Всего нам понадобятся четыре устройства ввода / вывода: 1) датчик входной частоты; 2) управление счетчиком (сброс); 3) устройство считывания состояния счетчика; 4) дисплей, предпочтительно десятичный.

**22.1. Переделки существующей схемы.** 1) Восстановите соединение входа $\overline{\text{ENABLE}}$ буфера переключателя DIP с выключателем WRITE, как это было до упражнения 21.3. Дешифратор 74LS138 оставьте на месте; сегодня он нам еще понадобится. 2) Новый тактовый генератор.

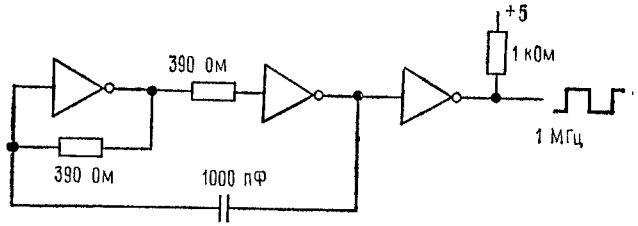



Рис. 22.3. Тактовый ТТЛ-генератор на 1 МГц.
*Внимание*: используйте здесь микросхемы 7404, а не 74LS04.

Если в вашем распоряжении нет двух генераторов сигналов, то придется использовать в качестве одновременного источника различных частот тот единственный, который у вас есть. Хотя предлагаемая схема[1] и не является ортодоксальным членом семейства ТТЛ, никто еще не слышал, чтобы она не работала.

**22.2. Схема включения счетчика.** В качестве эталона частоты мы воспользуемся синхросигналом частотой 1 кГц с макетной панели: любое отклонение ее величины от точного значения можно впоследствии компенсировать. В прецизионной версии нашего прибора следовало бы вместо этого использовать кварцованный генератор. При правильном выборе масштаба для диапазона измерения до 9,9 Гц младшему значащему биту счета должен соответствовать интервал времени 2 мс (см. приведенные ниже вычисления), поэтому мы включили делитель на два между синхросигналом и 8-битовым таймером, состояние которого считывается на шину данных. Для диапазона до 0,99 Гц нам понадобится предварительное деление на 16; убедитесь, что знаете, как это сделать, когда это потребуется.

[1] Схема на рис. 22.3.— *Прим. перев.*

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



Более интересная версия нашего прибора могла бы иметь на входе усилитель постоянного тока с переменным коэффициентом усиления и регулируемым пороговым уровнем, что позволило бы приспосабливаться к любым типам входных сигналов. Здесь же мы для простоты будем иметь дело только с входным прямоугольным сигналом большой амплитуды от генератора сигналов. Когда вы включите питание этой схемы, проверьте при помощи логического пробника, достигает ли сигнал буфера с тремя состояниями.

**22.3. Программа для измерения периода.** Собранную схему желательно испытывать при помощи сравнительно простой программы, каковой и является программа 22.1.

```
00  DB ww     BEGIN:  IN    COUNT   ; считать текущее показание счетчика
02  D3 xx             OUT   RESET   ; импульс сброса на счетчик
04  D3 yy             OUT   DISPLA  ; вывести на дисплей текущее показание
06  DB zz     LOOP1:  IN    SENSE   ; ввести компаратор как бит 0
08  E6 01             ANI   1       ; вычеркнуть (маской) все другие биты
0A  C2 06 00          JNZ   LOOP1   ; повторять цикл, пока не будет бит=0
OD  DB zz     LOOP2:  IN    SENSE   ; опять то же: повторять цикл,
OF  E6 01             ANI   1       ; пока не будет бит=1
11  CA 0D 00          JZ    LOOP2   ; («программный триггер»)
14  C3 00 00          JMP   BEGIN   ; повторить все снова
```

Программа 22.1. Измерение периода. Она просто выводит на дисплей показание счетчика (в шестнадцатеричной системе счисления), соответствующее одному периоду входного сигнала.

Специального упоминания здесь заслуживает способ реализации счетного триггера из схемы на рис. 22.2. Компьютеру необходимо знать точное время изменения знака (скажем, с отрицательного на положительный) входного сигнала, чтобы в нужный момент прочитать показание счетчика и сбросить его для измерения следующего интервала времени. Осуществить это можно было бы, просто соединив вход (если он уже приведен к уровням ТТЛ) с выводом $\overline{\text{NMI}}$ (немаскируемое прерывание) процессора; в этом случае вся программа была бы просто программой обслуживания прерывания, кончающейся командой HLT. Мы, однако, предпочитаем решить эту задачу при помощи «программного триггера», который командует: «ждать, пока не окажется $D_0=0$, затем ждать, пока не окажется $D_0=1$, и тогда обслужить счетчик», так что показание счетчика считывается вскоре после прохождения положительного фронта входного сигнала. Этот цикл «снимает показания» с входного сигнала один раз за каждые 29 тактов, поэтому в определении времени перехода (изменение знака) входного сигнала имеется неопределенность в 29 мкс (тактовая частота= 1МГц). Дополнительно к этому существует задержка приблизительно на 10 мкс между считыванием показания счетчика и моментом его сброса. Каждая из этих ошибок вносит свой вклад в погрешность измерения периода, но обе они незначительны в сравнении с разрешающей способностью счетчика, которая равна 2 *миллисекундам*.

Вопрос: почему задержка между детектированием положительного фронта и считыванием показания счетчика не вносит ошибки в измерение периода?

Сделайте себе таблицу назначений портов наподобие той, какую мы видели выше (21.3), и внесите в нее значения кодов внешних устройств ww, xx, yy и zz, которое в распечатке ассемблера соответствуют именам COUNT, RESET, DISPLAY и SENSE. Эти значения вы должны определить, исходя из рис. 22.4 или из вашей собственной схемы, если назначения портов в ней другие. Введите программу и проверьте как работает ваша схема. Определите и запишите для справок в будущем диапазон входных частот, в котором показания счетчика соответствуют периодам. С чем связаны ограничения этого диапазона на каждом из концов?

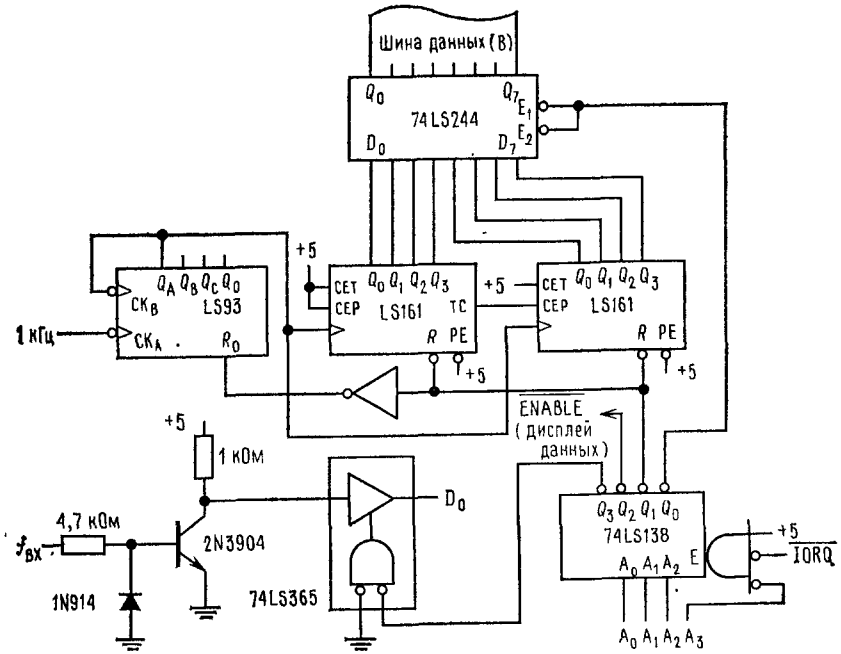



Рис. 22.4. Схемы, связанные со счетчиком.

Еще раз справьтесь в приложении В (расположение выводов). Не забудьте о необычном расположении выводов питания схемы 74LS93. Вместо 74LS365 можно было бы использовать практически любой буфер с тремя состояниями.

**22.4. Десятичный частотомер.** Чтобы превратить период в числовое значение частоты, нам надо вычислить обратную ему величину. Этим занимается программа 22.2. Использованный в ней алгоритм очень прост: «сосчитать, сколько раз можно вычесть делитель из (т. е. прибавить его 2-е дополнение к) делимого, прежде чем наступит переполнение». Заметим, что бит переноса (CY) устанавливается при каждом успешном вычитании и остается очищенным только после того, как произведено первое лишнее вычитание. Если вам непонятно, почему так получается, посмотрите в разд. 8.03 (стр. 502, т. 1) об арифметических действиях со 2-м дополнением. Мы не занимаемся сейчас округлением частного до ближайшего целого числа; оно всегда округляется вниз, что приводит к ошибке (в среднем) на полразряда. Вы могли бы подумать о способе это исправить: такое усовершенствование заняло бы в программе несколько лишних строк.

Значение делимого ($5000_{10}$) выбрано так, чтобы для входной частоты $f$ Гц на дисплей выводилось число «10 $f$», которое мы читаем как $n \cdot m$ Гц, где $n$ и $m$ — два разряда. Тактовая частота, которая в действительности поступает на счетчик, равна половине частоты (1 кГц) синхросигнала с макетной панели, т. е. составляет 500 Гц (см. рис. 22.4). В течение одного периода ($1/f$ с) на счетчике «набегает» $500/f$ единиц, а на дисплей надо вывести «10 $f$» поэтому

делимое $= 10f \times 500/f = 5000$.

Какова самая низкая частота, которую можно измерить при помощи такой схемы? Как можно было бы расширить диапазон?

Прежде всего проверьте линейность вашего частотомера; его абсолютная калибровка, вероятно, окажется никуда не годной, но линейность должна быть хорошей. Почему показание дисплея иногда скачет сразу на две единицы младшего разряда,

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
00  =          COUNT  EQU  OOH       ; определить порты
01  =          RESET  EQU  O1H
02  =          DISPLA EQU  O2H
03  =          SENSE  EQO  O3H
00  DB  00     BEGIN: IN   COUNT     ; ввести текущее показание счетчика
02  D3  01            OUT  RESET     ; импульс сброса на счетчик
04  06  FF            MVI  B, OFFH
06  2F                CMA            ; установить в паре рег, BC
07  3C                INR  A         ; 2-е дополнение показания счетчика
08  4F                MOV  C, A
09  21  88  13        LXI  H, 1388 H ; загрузить в HL делимое
0C  AF                XRA  A         ; очистить А. Начать деление
0D  B7          DIV:  ORA  A         ; очистить CY для проведения AAA
0E  3C                INR  A
0F  27                DAA            ; десятичное показание А
10  09                DAD  B         ; 16-битовое сложение BC (— показание) с HL
11  DA 0D 00          JC   DIV       ; повторить цикл, пока деление не будет закончено
14  D3  02            OUT  DISPLA    ; вывести результат на дисплей
16  DB  03    LOOP1: IN   SENSE     ; ввести компаратор как бит 0
18  E6  01           ANI  1         ; вычеркнуть остальные биты
1A  C2  16  00       JNZ  LOOP1     ; повторить цикл, пока не станет бит = 0
1D  DB  03    LOOP2: IN   SENSE     ; то же самое: повторять цикл, пока не окажется бит = 1
1F  E6  01           ANI  1
21  CA  1D  00       JZ   LOOP2     ; («программный триггер»)
24  C3  00  00       JMP  BEGIN     повторить все снова
```

Программа 22.2. Программа частотомера. Это — модифицированная версия программы 22.1, в которую здесь вставлена программа вычисления в десятичной системе величины, обратной показанию счетчика. Отметим, что здесь использована двухрегистровая (16 бит) арифметика.

например между 8,4 и 8,6 Гц? В качестве последнего шага как следует откалибруйте ваш прибор, для чего при помощи лабораторного частотомера определите точное значение частоты килогерцевого синхросигнала макетной панели, затем вычислите, пользуясь приведенным выше выражением, новое значение делимого и, наконец, проверьте точность готового прибора.

**22.5. Диапазон 0,99 Гц.** Перестройте вашу схему таким образом, чтобы между входом синхросигнала (1 кГц) и измеряющим время счетчиком был включен предварительный делитель на 16 (передвиньте отвод ИМС 74LS93 на рис 22.4). Подсчитайте новое значение делимого, нужное, чтобы правильно выполнять деление, и испытайте прибор. Если вам захочется получить представление о преимуществах, которые имеет наш способ измерения частоты по сравнению с более традиционными (если у вас хватит терпения), подключите лабораторный частотомер параллельно нашему и сравнивайте!

## Лабораторная работа 23. Микропроцессор V

Материал для чтения: гл. 11 до конца.

Задачи в тексте.

Сегодня мы заканчиваем серию посвященных микрокомпьютерам лабораторных работ, и в последней из них займемся аналого-цифровой техникой. Наш главный принцип остается неизменным, он состоит в том, что все управляющие сигналы внешних устройств соединяются с различными портами В/В, так что последовательные опера-

ции превращаются в последовательные команды IN и OUT управляющей программы. На этот раз нашей главной задачей будет построение цифрового вольтметра с десятичным выходом; проект этого вольтметра основан на использовании популярного (и недорогого) двоичного 8-битового ЦАП 1408, с которым мы встречались в лабораторной работе 17, так что компьютеру придется заняться преобразованиями из двоичной системы счисления в десятичную. Мы закончим работу примером компьютерного графопостроителя; этот простой проект должен принести нам огромное удовлетворение.

**23.1. Цифро-аналоговые преобразования.** Необходимость осуществлять «захват» данных, которые высылаются на шину в процессе преобразования, объясняет, зачем

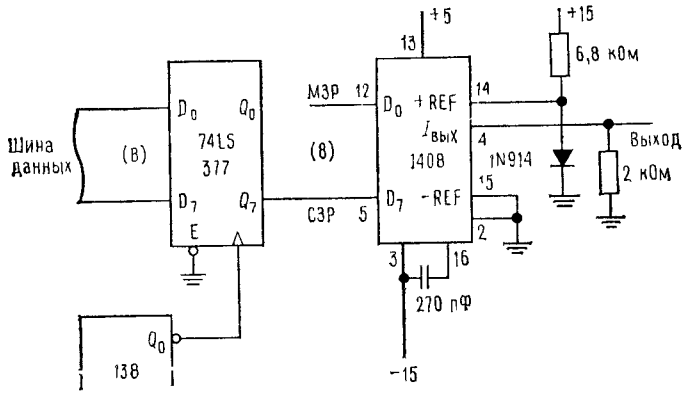



Рис. 23.1. ЦАП 1408 соединен с шиной данных через восьмиканальную фиксирующую схему 74LS377.

Дешифратор 74LS138 входит в состав уже существующей схемы; для вывода ЦАП использован код устройства 0 (имя устройства LATCH).

в схеме на рис. 23.1 нужна фиксирующая схема. Микросхема 74LS377 — это запускаемая по положительному фронту 8-битовая фиксирующая схема, которая загружается с шины данных по переднему фронту импульса $\overline{IORQ}$, когда гарантировано устойчивое состояние линий данных (см. временные диаграммы В/В для Z 80, приложение В). Проверьте действие ЦАП при помощи простой программы (программа 23.1):

```
00  =          LATCN   EQU  0       ; определить порт «LATCH»
00  D3 00      BEGIN:  OUT  LATCH   ; фиксировать содержимое A на преобразователе
02  3C                 INR  A       ; приращение A
03  C3 00 00           JMP  BEGIN   ; повторить
```

Программа 23.1. Процедура для испытания цифро-аналогового преобразования.

Если это еще не сделано, вернитесь к использованию исходной схемы тактового генератора (одновибратор) из лабораторной работы 20 (рис. 20.4), чтобы можно было менять скорость работы системы. Теперь проверьте, получается ли на выходе удовлетворительная наклонная при амплитуде 4 В; для проверки используйте вольтметр (низкая тактовая частота) или осциллограф (высокая тактовая частота). Каково измеренное время установления использованного таким способом ЦАП? Если устройство, использующее аналоговый выход, требует, чтобы он устаивавливался (скажем, через 10 мкс) после начала выполнения следующей команды, то может ли наша схема удовлетворить этому требованию? Если не может, могли бы вы придумать программный путь для того, чтобы обойти эту проблему?

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



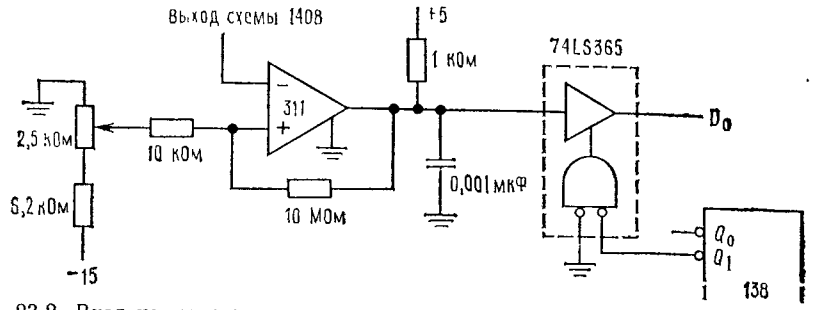



Рис. 23.2. Вход компаратора.

Имя устройства COMPAR, его код 1. Входное напряжение задается при помощи потенциометра от —15 В.

**23.2. Следящий АЦП.** Мы сохраним код устройства 2 под именем DISPLA, а следовательно, и соединение выхода $\overline{Q_2}$ дешифратора с входом $\overline{ENABLE}$ (дисплея данных). На рис. 23.3 показана блок-схема процедуры аналого-цифрового преобразования для

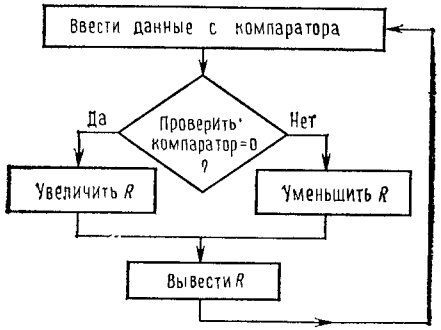



Рис. 23.3. Блок-схема аналого-цифрового преобразования. Ей соответствует программа 23.2.

этой схемы, действие которой в точности аналогично действию следящего преобразователя, построенного нами в лабораторной работе 17. Понаблюдайте за поведением

```
00  =          LATCH   EQU  0       ; определить порты В/В
01  =          COMPAR  EQU  1
02  =          DISPLA  EQU  2
00  DB 01      BEGIN:  IN   COMPAR  ; показание компаратора. Устаиавливает бит 0.
02  E6 01              ANI  1       ; выбрать бит 0. Установить флаги
04  CA 10 00           JZ   CTUP    ; перейти к приращению
07  0D                 DCR  C       ; в противном случае уменьшить рег. C
08  79         BACK:   MOV  A, C    ; переслать новое значение в A
09  D3 00              OUT  LATCH   ; выслать в ЦАП
0B  D3 02              OUT  DISPLA  ; вывести на дисплей новое значение
0D  C3 00 00           JMP  BEGIN   ; повторить
10  0C         CTUP:   INR  C       ; приращение C
11  C3 08 00           JMP  BACK    ; перейти к основному циклу
```

Программа 23.2. Следящий АЦП.

(оно должно быть вам знакомо по прошлому) нового преобразователя в то время, когда вы вращаете в обе стороны потенциометр 2,5 кОм. Чтобы ближе познакомиться с процессом слежения, испытайте преобразователь как при низких, так и при высоких тактовых частотах.

**23.3. Цифровой вольтметр.** Отличие аналого-цифровых преобразователей вообще от цифровых вольтметров состоит в том, что последние рассчитаны на «интерфейс» с ВАМИ, т. е. с пользователем, поэтому их дисплей должен быть: 1) градуированным в вольтах (а не в «условных единицах»), 2) десятичным, 3) изменяющимся не чаще, чем, может быть, 10 раз в 1 с. Последнее ограничение нужно для того, чтобы глаз наблюдателя успевал различать цифры на дисплее. Эту проблему нельзя решить просто путем понижения тактовой частоты, поскольку установление окончательного значения заняло бы тогда в нашем измерителе многие секунды. Вместо этого нам придется

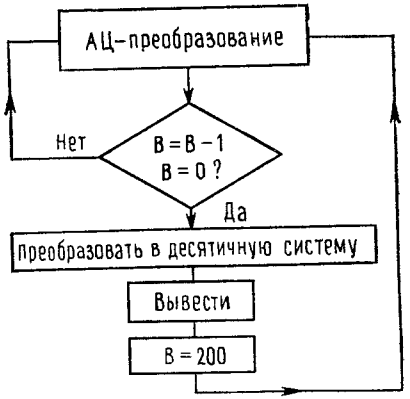



Рис. 23.4. Блок-схема цифрового вольтметра.

устроить так, чтобы показания дисплея менялись гораздо реже, чем происходит обновление данных на фиксирующей схеме ЦАП. Наша стратегия в этом вопросе ясна из рис. 23.4, а поставленная задача решается программой 23.3. Наибольшее десятичное число, которое может показать наш дисплей, равно $99_{10}$, что соответствует менее чем половине точности АЦП, имеющего 256 «ступенек». Поскольку для получения полной шкалы достаточно всего семи двоичных разрядов, а результат меньше страдает от отбрасывания младшего значащего разряда, чем старшего, мы делаем один циклический сдвиг накопителя вправо (адрес $0011_{16}$) перед тем, как перевести результат в десятичную систему счисления.

Теперь мы можем использовать для калибровки потенциометр на входе, как это показано на рис. 23.5, и воспользоваться магазином сопротивлений, включенным последовательно с внутренним сопротивлением нашего вольтметра. Вместо всего этого можно было бы использовать на входе переменное напряжение очень низкой частоты.

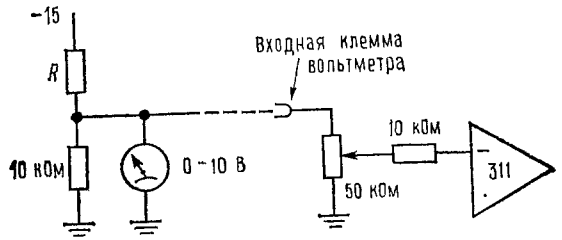



Рис. 23.5. Схема для калибровки и тестирования.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



```
00  =          LATCH   EQU  0        ; определить порты B/B
01  =          COMPAR  EQU  1
02  =          DISPLA  EQU  2
00  DB 01      BEGIN:  IN   COMPAR   ; ввести показание компаратора.
                                     Устанавливает бит 0
02  E6 01              ANI  1        ; выбрать бит 0
04  EE 01              XRI  1        ; взять дополнение бита 0
06  07                 RLC           ; сдвинуть в бит 1
07  3D                 DCR  A        ; уменьшить A: теперь A = — 1
08  81                 ADD  C        ; прибавить предыдущее значение
                                     в C
09  D3 00              OUT  LATCH    ; выслать новое значение в ЦАП
0B  4F                 MOV  C, A     ; и сохранить его опять в C
0C  05                 DCR  B        ; уменьшить регистр счетчика B
0D  C2 00 00           JNZ  BEGIN    ; и повторять цикл, пока не за-
                                     кончится счет
10  B7                 ORA  A        ; перед сдвигом очистить флаг CY
11  1F                 RAR           ; сдвинуть вправо. Бит 0 теряется
12  3C                 INR  A        ; прибавить 1: исключение ошиб-
                                     ки в 0
13  57                 MOV  D, A     ; переслать ответ в D
14  AF                 XRA  A        ; очистить A
15  3C         LOOP:   INR  A        ; начать десятичное преобразова-
                                     ние:
16  27                 DAA           ; десятичное показание A возра-
                                     стает на 1
17  15                 DCR  D        ; в то время как D уменьшается,
18  C2 15 00           JNZ  LOOP     ; пока не обратится в нуль
1B  3D                 DCR  A        ; убрать лишнюю единицу
1C  27                 DAA           ; в десятичной системе
1D  D3 02              OUT  DISPLA   ; вывести на дисплей новое зна-
                                     чение
1F  06 C8              MVI  B, 200   ; снова загрузить регистр счетчика
21  C3 00 00           JMP  BEGIN    ; повторить
```

Программа 23.3. Цифровой вольтметр.

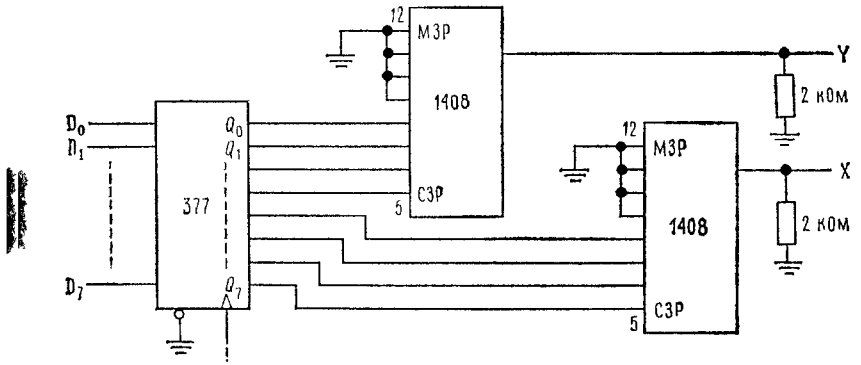



Рис. 23.6. Дисплей *X—Y*.

Если вы используете в качестве входов каждой из схем 1408 четыре старших значащих бита, полный размах выхода увеличится, а относительный уровень шумов понизится. Таким путем можно получить более чистые на вид точки.

**23.4. *X* — *Y*-дисплей.** Теперь мы можем при помощи двух ЦАП вывести на экран осциллографа обе координаты ($X$ и $Y$) некоторой точки. Чтобы не нуждаться в информации, связанной с яркостью свечения на экране (что было бы необходимо для затемнения переходных состояний при движении $X$ и $Y$ в соответствующие им порты), мы можем использовать простой трюк, показанный на рис 23 6. $X$ и $Y$ высылаются одновременно в один и тот же порт как старшая и младшая половины одного байта. Укажем на связанное с таким приемом ограничение разрешающей способности: адресуемое пространство представляет собой массив точек размером 16×16.

Сначала испытайте эту схему при помощи программы 21.2, которая должна выводить на дисплей диагональные линии точек. Чем определяется наклон этих линий? Наконец, испытайте программу 23.4, которая последовательно выводит на дисплей

```
00 21 10 00  BEGIN:  LXI  H, TABLE  ; загрузить HL в 1-й адрес таблицы
03 06 xx             MVI  B, xx     ; загрузить счетчик: xx=длина таблицы
05 7E        LOOP:   MOV  A, M      ; переслать коорд. из таблицы в накопитель
06 D3 00             OUT  0         ; вывести на осциллограф (символический порт)
08 23                INX  H         ; приращение (двойной регистр)
09 05                DCR  B         ; уменьшить счетчик в B
0A C2 05 00          JNZ  LOOP      ; и повторять цикл, пока не получ. 0
0D C3 00 00          JMP  BEGIN     ; и повторить
10           TABLE:  0              ; здесь начинается таблица коорд.
```

Программа 23.4. Программа вывода списка на дисплей. Таблица координат начинается в ячейке $0010_{16}$, а ее длина (т. е. число точек) находится в ячейке $0004_{16}$.

список координат, записанных в памяти в виде таблицы. Нарисуйте на клетчатой бумаге расположение точек для этих координат (например, ваши инициалы или, может быть, ваш взгляд на эту книгу.)

## Приложение А. Комплектация

В приведенном списке перечислены все небольшие детали, необходимые для проведения этих лабораторных работ. По поводу оборудования см. введение.

Если нет других указаний, линейные ИМС должны выбираться в корпусах мини-DIP, а цифровые ИМС — в пластмассовых DIP; оба типа могут быть в недорогом «коммерческом» исполнении для диапазона температур 0÷70°C. По поводу линейных ИМС, типы корпусов которых подробно перечислены и различны у разных изготовителей, см. их описания в соответствующих приложениях. Жирным шрифтом указаны те детали, которые употребляются часто и должны быть запасены в достаточном количестве. Небольшие наборы сопротивлений, которые предлагаются фирмами Ohmite или Stackpole в небольших ящиках, удобны для обеспечения работ сопротивлениями на 0,25 Вт. Если потенциометры не предусмотрены как часть макетных панелей, особенно удобными могут быть металлокерамические однооборотные (например, Bourns 3386 P, CTS 326 Y) и их аналоги.

Лучше всего припаять короткие отрезки голого провода (типа 22 по Британскому сортаменту) к более массивным компонентам (тумблеры, кнопочные выключатели, лампы индикаторы) и по паре изолированных жестких проводов (типа 22) к трансформатору и громкоговорителю, чтобы облегчить их установку на макетных панелях.

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



*Сопротивления*

| | | |
|---|---|---|
| 22 Ом | 6,8 кОм | |
| 27 | **7,5** | |
| 33 | **8,2** | |
| 47 | **10** | |
| 100 | 11 | |
| 120 | 12 | |
| 150 | 15 | |
| 180 | 20 | |
| 220 | 22 | |
| 240 | 33 | |
| 270 | 47 | |
| 390 | 56 | |
| 470 | 68 | |
| 680 | 82 | |
| 750 | **100** | |
| **1 кОм** | 130 | |
| 1,5 | 150 | |
| 1,6 | 200 | |
| 2 | 330 | |
| 2,2 | 390 | |
| 2,7 | 470 | |
| 3,3 | **1 МОм** | |
| 3,9 | 4,3 | |
| 4,7 | 4,7 | |
| 5,6 | 10 | |
| 6,2 | | |

*Конденсаторы*

| | |
|---|---|
| 33 пФ | слюдяной или дисковый |
| 51 пФ | » » » |
| 100 пФ | » » » |
| 270 пФ | » » » |
| 330 пФ | » » » |
| 560 пФ | » » » |
| 680 пФ | » » » |
| 0,001 мкФ | майларовый |
| 0,0033 мкФ | » |
| **0,01 мкФ** | » |
| **0,1 мкФ** | » |
| 1 мкФ, 35 В | танталовый электролит |
| **4,7 мкФ, 50 В** | » » |
| 15 мкФ, 20 В | » » |
| 68 мкФ, 20 В | » » |
| 500 мкФ, 25 В | электролитический |

*Диоды*

1N749
**1N914**
1N4004

*Транзисторы*

2N3565
2N3725
**2N3904**
2N3906
2N3958
2N5485
2N5962

*Линейные ИМС*

311
317 (TO-39)
**355**
358
**555**
566
**723 (DIP)**
**741**
MC1408L8P
CA3096
78L05 TO-92

*ИМС ТТЛ*

74LS00
77LS02
74LS04
7404
74LS74
74LS83
74LS85
74LS86
74LS90
74LS93
74LS107
74121
74LS125
74LS138
74LS151
74LS161
74LS164
74LS191
74LS193
74LS244
74LS365
74LS377

*ИМС КМОП*

4011
4020
4046
4066
4069UB

*Разные ИМС*

Z80 ЦП
MCM 6810
HP 5082-7340

*Разное*

Красные светодиоды
Лампа N 47
Лампа N 1869 (или N344)
Индуктивность 7 мГ (UTC MQE-1)
Трансформатор накала на 6,3 В с отводом от средней точки
Небольшой громкоговоритель

*Элементы управления и переключатели*

**Потенциометр 2,5 кОм**
» 10 кОм
» **50 кОм**

Переключатель SPDT
Кнопка SPDT
8-битовый переключатель DIP

## Приложение Б. Описание Z80

Количество необходимых для работы с микропроцессором справочных данных настолько велико, что само по себе составляет целое приложение. Причиной для выбора микропроцессора Z 80 в качестве основы для серии посвященных микропроцессорам лабораториых работ послужило то обстоятельство, что Z80 имеет статические регистры и поэтому может работать при очень низких тактовых частотах. Это существенно при отладке программ, если используется «голый» компьютер без каких бы то ни было мониторных программ. Чтобы оставаться в рамках основного текста, мы решили использовать для команд мнемокоды языка микропроцессора 8085 и поэтому ограничились подсистемой из 78 команд из общего числа 158 команд полной системы Z80 (так же, как это практикуют с целью обеспечения совместимости многие изготовители программного обеспечения для Z 80). Расширенная система команд включает дополнительные операции пересылок и арифметические операции, которые применяются к новым регистрам (Z 80 имеет регистров на 11 больше, чем 8085 это вспомогательные регистры A — и индексные регистры), равно как и новые операции, такие, как автоматический счет цикла и пересылки блоков. Большая часть новых команд имеет КОПы длиной в 2 байт, поскольку 245 из возможного числа 256 однобайтовых КОПов уже были использованы в системе команд микропроцессора 8085. Если вам захочется экспериментировать с ними, дальнейшую информацию можно получить из описаний, которые предлагают изготовители.

Если вы попытаетесь писать свои собственные программы для описанного в этой книге компьютера, то можете использовать для ручной трансляции таблицу КОПов, которая помещена в конце этого приложения. Количество машинных циклов для каждой из команд приведено там же; эти количества только слегка отличаются от таковых для процессора 8085. Всю остальную информацию можно найти в гл. 11 основного текста. Например, из табл. 11.2 можно определить, какие флаги устанавливает каждая из команд.

Если вы попытаетесь писать собственные программы, *помните* также, что построенный в работах 19 и 20 компьютер *не может осуществлять запись в память*. Это обстоятельство лишает вас возможности использовать не только MOV M, r, STA и т. д., но также и операции со стеком, включая вызовы подпрограмм и систему прерываний, что может оказаться сильным ограничением. Способ обеспечения возможности записи в память для этого компьютера сводится к переделке схемы на рис. 20.3 в схему, изображенную на рис. Б. 1, которая теперь полностью управляет линиями R/W и $\overline{\text{EMEM}}$.

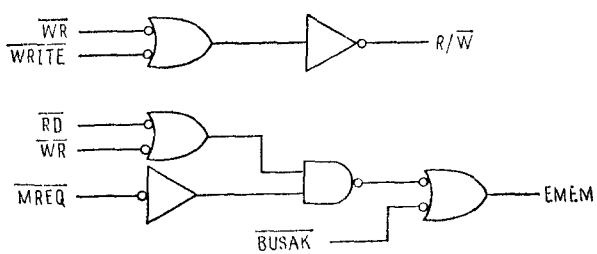



Рис. Б.1. Схема разрешения работы памяти, позволяющая компьютеру осуществлять запись в память.

EMEM идет на один из входов CHIP SELECT (положительное значение истинно) ИМС памяти (не $\overline{\text{CHIP SELECT}}$, как раньше). $\overline{\text{WRITE}}$ — это соединение с переключателем WRITE. Помните, что теперь используется $\overline{\text{BUSAK}}$, а не BUSAK.

**Б.1. Временные диаграммы.** Минимальное число нужных для выполнения команды тактов равно четырем. Это количество времени требуется для того, чтобы извлечь из памяти КОП и декодировать его. Если обращения к памяти больше не нужны, например при пересылке данных из регистра в регистр или при выполнении арифметических действий над содержимым регистров, выполнение команды на этом заканчивается;

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



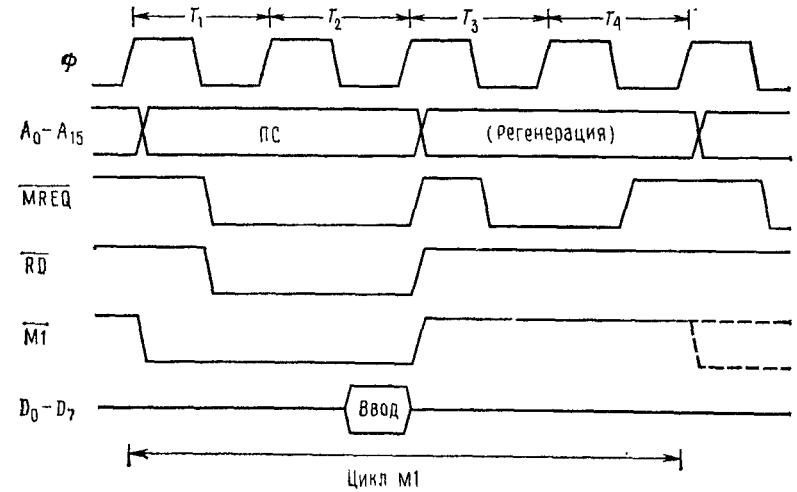



Рис. Б.2. Синхронизация процедуры извлечения КОПа команды (цикл M1).

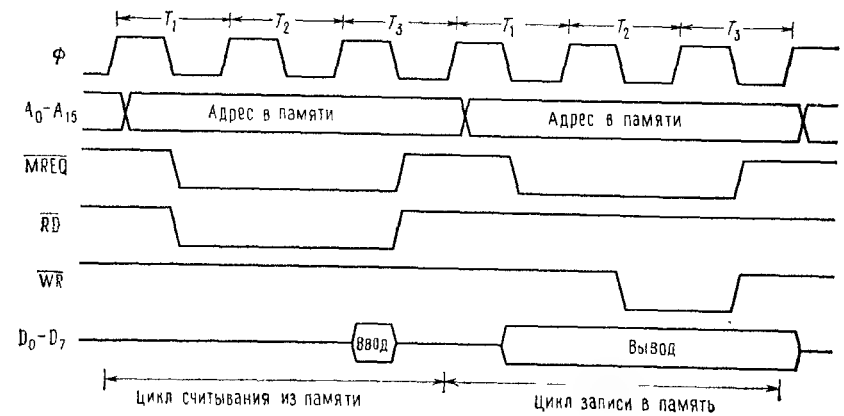



Рис Б.3. Циклы считывания из памяти и записи в нее.

если нужны последовательные операции с регистрами, количество потребных периодов может увеличиться на несколько единиц (например, INX требует 6 периодов, а DAD — 11). Далее, каждое обращение к памяти требует трех дополнительных периодов, так что, например, команда ADDM, которая должна осуществлять считывание из памяти, длится 4+3=7 периодов.

Прежде всего в начале такта $T_1$ на адресную шину помещается адрес требуемой команды в программном счетчике (PC). Спустя полпериода (тактового), когда состояние шины установилось, уровень на линиях $\overline{\text{MREQ}}$ и $\overline{\text{RD}}$ становится низким, разрешая считывание из памяти. После этого памяти нужно полтора тактовых периода, чтобы выдать данные, которые фиксируются в начале $T_3$. В течение $T_3$ и $T_4$ адресная шина

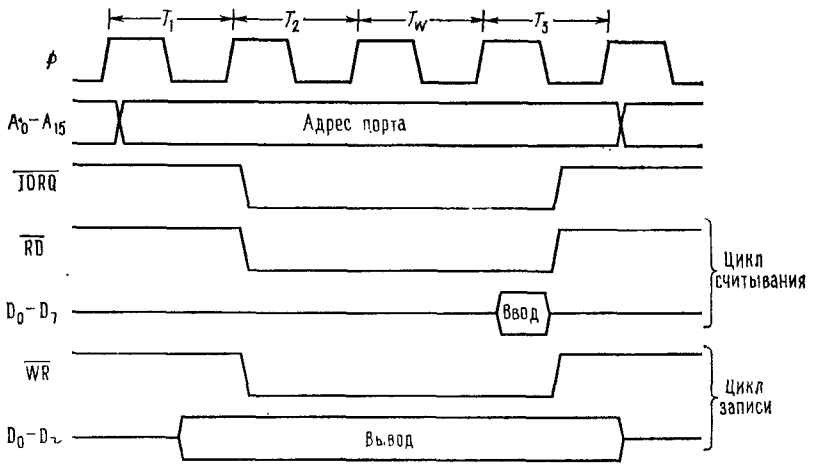



Рис. Б.4. Циклы ввода и вывода.

используется для адреса регенерации динамической памяти (всего 7 бит) и уровень RFSH становится низким, чтобы это разрешить; тем временем ЦП производит декодирование полученной комаиды. Выход M1 активеи в течение первой половиины операции извлечеиия КОПа и только в это время, так что его можио использовать для идентификации иачала выполнения каждой команды.

Использование линий MREQ, RD и шин при считывании из памяти аналогично их использоваиию при извлечении КОПа. При записи в память данные присутствуют на шине одновременно с разрешающим состоянием сигнала MREQ, но строб WR задерживается, чтобы обеспечить установочное время («время доступа») памяти.

Форма сигналов при вводе и выводе идентична форме при считываии и записи из памяти, за исключением того, что здесь ЦП генерирует дополнительиый такт $T_2$, или «ждущее» состояние, так что работа ЦП приспосабливается к большим установочным временам различных устройств В/В и вместо линии MREQ активизируется IORQ.

**Б.2. Таблица КОПов.** Ниже следует полная таблица КОПов для 78 команд микропроцессора 8085 вместе с краткими описаииями их содержания. Заметим, что в некоторых кодах не проставлены биты для операидов *регистров* или *условий*, и их следует

| | Пересылка, загрузка, запись | | КОПы | | Циклы |
|---|---|---|---|---|---|
| MOV | r, r′ | Переслать регистр′ в регистр | 0 1 *r r* | *r r′ r′ r′* | 4 [7] |
| MVI | r, d | Переслать непосредственные данные в регистр | 0 0 *r r* | *r* 1 1 0 | 7 [10] |
| LXI | rp, dd | Загрузить непоср. данные в пару регистров | 0 0 p p | 0 0 0 1 | 10 |
| STAX | B | Запомнить А косвеино по BC | 0 0 0 0 | 0 0 1 0 | 7 |
| STAX | D | Запомиить А косвенно по DE | 0 0 0 1 | 0 0 1 0 | 7 |
| LDAX | B | Загрузить А косвенно по BC | 0 0 0 0 | 1 0 1 0 | 7 |
| LDAX | D | Загрузить А косвеино по DE | 0 0 0 1 | 1 0 1 0 | 7 |
| STA | dd | Запомнить А по адресу | 0 0 1 1 | 0 0 1 0 | 13 |
| LDA | dd | Загрузить А по адресу | 0 0 1 1 | 1 0 1 0 | 13 |
| SHLD | dd | Запомиить H, L по адресу | 0 0 1 0 | 0 0 1 0 | 16 |
| LHLD | dd | Загрузить H, L по адресу | 0 0 1 0 | 1 0 1 0 | 16 |
| XCHG | | Обменять DE и HL | 1 1 1 0 | 1 0 1 1 | 4 |

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



взять из соответствующей таблицы раздела «определения» (см. ниже). Число дополнительных байтов даиных, необходимых для полиой записи команды, показано при помощи числа букв d в операнде.

| | Приращение и умеиьшеиие | | КОПы | | Циклы |
|---|---|---|---|---|---|
| INR | r | Приращеиие регистра | 0 0 r r | r 1 0 0 | 4 [11] |
| DCR | r | Уменьшение регистра | 0 0 r r | r 1 0 1 | 4 [11] |
| INX | rp | Приращение пары регистров | 0 0 p p | 0 0 1 1 | 6 |
| DCX | rp | Уменьшение пары регистров | 0 0 p p | 1 0 1 1 | 6 |
| | **Арифметические и логические** | | | | |
| ADD | r | Прибавить регистр к А | 1 0 0 0 | 0 r r r | 4 [7] |
| ADC | r | Прибавить регистр к А с переиосом | 1 0 0 0 | 1 r r r | 4 [7] |
| SUB | r | Вычесть регистр из А | 1 0 0 1 | 0 r r r | 4 [7] |
| SBB | r | Вычесть с заемом | 1 0 0 1 | 1 r r r | 4 [7] |
| ANA | r | И регистра и А | 1 0 1 0 | 0 r r r | 4 [7] |
| XRA | r | Исключающее ИЛИ рег. и А | 1 0 1 0 | 1 r r r | 4 [7] |
| ORA | r | ИЛИ регистра и А | 1 0 1 1 | 0 r r r | 4 [7] |
| CMA | r | Сравиить регистр с А | 1 0 1 1 | 1 r r r | 4 [7] |
| ADI | d | Прибавить непосредственные даиные к А | 1 1 0 0 | 0 1 1 0 | 7 |
| ACI | d | Прибавить иепоср. с переносом | 1 1 0 0 | 1 1 1 0 | 7 |
| SUI | d | Вычесть непоср. из А | 1 1 0 1 | 0 1 1 0 | 7 |
| SBI | d | Вычесть иепоср. с заемом | 1 1 0 1 | 1 1 1 0 | 7 |
| ANI | d | И непоср. с А | 1 1 1 0 | 0 1 1 0 | 7 |
| XRI | d | Исключающее ИЛИ непоср. с А | 1 1 1 0 | 1 1 1 0 | 7 |
| ORI | d | Или иепоср. с А | 1 1 1 1 | 0 1 1 0 | 7 |
| CPI | d | Сравнить непоср. с А | 1 1 1 1 | 1 1 1 0 | 7 |
| DAD | rp | Прибавить пару регистров к HL | 0 0 p p | 1 0 0 1 | 11 |

| | Операции с накопителем и флагами | КОПы | Циклы |
|---|---|---|---|
| RLC | Сместить А влево | 0 0 0 0 | 0 1 1 1 | 4 |
| RRC | Сместить А вправо | 0 0 0 0 | 1 1 1 1 | 4 |
| RAL | Сместить А влево через разряд переноса | 0 0 0 1 | 0 1 1 1 | 4 |
| RAR | Сместить А вправо через разряд переноса | 0 0 0 1 | 1 1 1 1 | 4 |
| DAA | Десятичная коррекция накопителя | 0 0 1 0 | 0 1 1 1 | 4 |
| CMA | Дополнеиие к накопителю | 0 0 1 0 | 1 1 1 1 | 4 |
| STC | Устаиовить бит переноса | 0 0 1 1 | 0 1 1 1 | 4 |
| CMC | Обратить бит переноса | 0 0 1 1 | 1 1 1 1 | 4 |
| | **В/В, управление и операции со стеком** | | | |
| IN | d | Ввод (адрес порта = d) | 1 1 0 1 | 1 0 1 1 | 10 |
| OUT | d | Вывод (адрес порта = d) | 1 1 0 1 | 0 0 1 1 | 11 |
| EI | | Разрешение прерываний | 1 1 1 1 | 1 0 1 1 | 4 |
| DI | | Запрещеиие прерываний | 1 1 1 1 | 0 0 1 1 | 4 |
| NOP | | Нет операции | 0 0 0 0 | 0 0 0 0 | 4 |
| HLT | | Останов | 0 1 1 1 | 0 1 1 0 | 4 |
| PUSH | rp | Занести пару рег. в стек | 1 1 p p | 0 1 0 1 | 11 |
| POP | rp | Извлечь пару рег. из стекла | 1 1 p p | 0 0 0 1 | 10 |
| XTHL | | Обменять HL с верхом стекла | 1 1 1 0 | 0 0 1 1 | 19 |
| SPHL | | Переслать HL в SP | 1 1 1 1 | 1 0 0 1 | 6 |

Передачи управления

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| JMP | dd | Безусловный переход | 1 1 0 0 0 0 1 1 | 10 | |
| Jcc | dd | Перейти по условию cc | 1 1 c c c 0 1 0 | 10 | |
| CALL | dd | Безусловный вызов | 1 1 0 0 1 1 0 1 | 17 | |
| Ccc | dd | Вызов по условию cc | 1 1 c c c 1 0 0 | 17 (10) | |
| RET | | Возврат после вызова | 1 1 0 0 1 0 0 1 | 10 | |
| Rcc | | Возврат по условию cc | 1 1 c c c 0 0 0 | 11 (5) | |
| RST | n | Возобновление в ячейке 8 * n | 1 1 n n n 1 1 1 | 11 | |
| PCHL | | Переслать HL в PC | 1 1 1 0 1 0 0 1 | 4 | |

**Определения**

1) Поля данных

«d» один байт непосредственных данных — Длина команды = 2 байт
«dd» двухбайтовый адрес — Длина ком. = 3 байт

Все остальные команды имеют длину 1 байт.

2) Поля регистров

| «r» | r r r | «rp» | p p |
|---|---|---|---|
| B | 0 0 0 | BC | 0 0 |
| C | 0 0 1 | DE | 0 1 |
| D | 0 1 0 | HL | 1 0 |
| E | 0 1 1 | PS | 1 1 |
| H | 1 0 0 | PSW | 1 1 |
| L | 1 0 1 | [«M» = (HL)] | |
| M | 1 1 0 | | |
| A | 1 1 1 | | |

3) Коды условий

| «cc» | c c c | Условие |
|---|---|---|
| NZ | 0 0 0 | Не нуль |
| Z | 0 0 1 | Нуль |
| NC | 0 1 0 | Нет переноса |
| C | 0 1 1 | Перенос |
| PO | 1 0 0 | Нечетный паритет |
| PE | 1 0 1 | Четный паритет |
| P | 1 1 0 | Положительное |
| M | 1 1 1 | Минус |

Пример: «*JC*» (КОП 1101 1010)= «Переход по переносу»

4) Число тактов

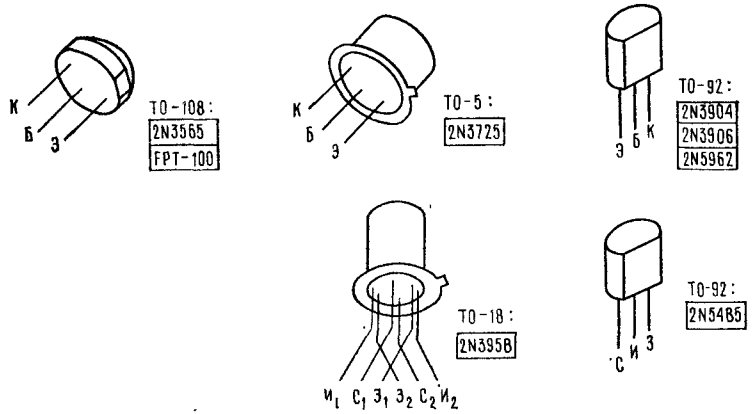
*N* Число тактов, нужное для окончания команды
[*N*] Число тактов, когда r=M (доступ в память)
(*N*) Число тактов, если условие *не* выполнено

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

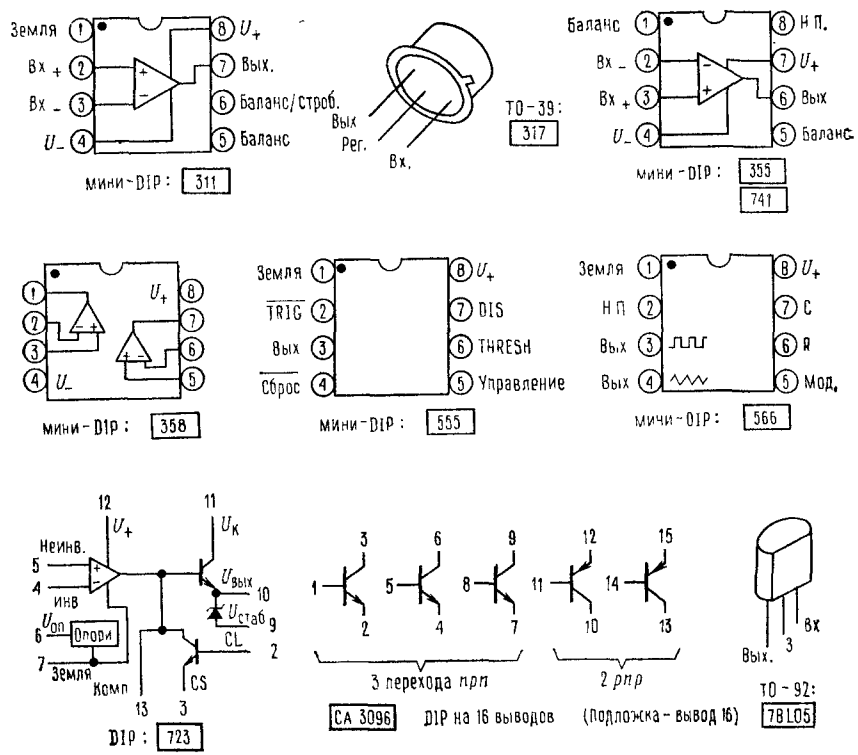


## Приложение В. Расположение выводов

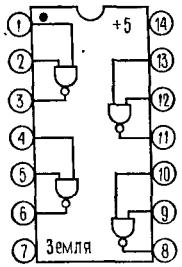
**Транзисторы**



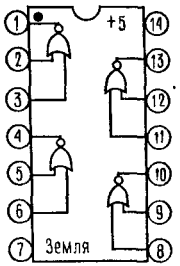

**Линейные ИМС**



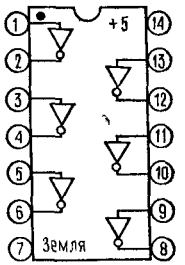
## ТТЛ ИМС



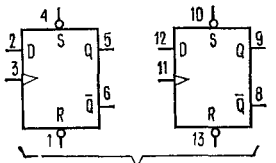

74LS00



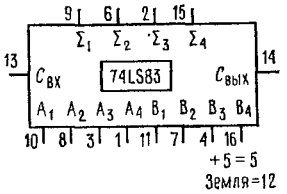

74LS02



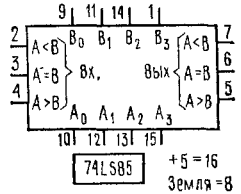

74LS04



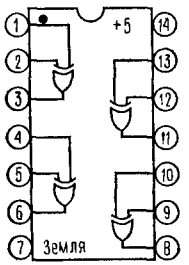

74LS74



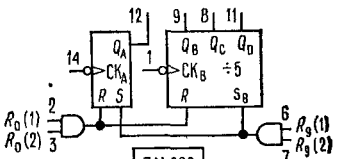

74LS83



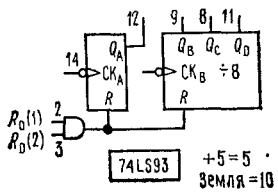

74LS85



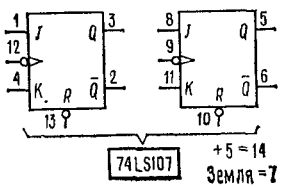

74LS86



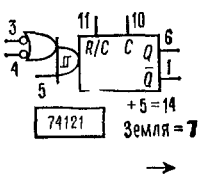

74LS90




74LS93

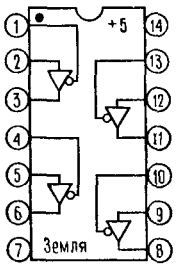



74LS107

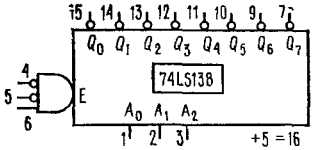



74121

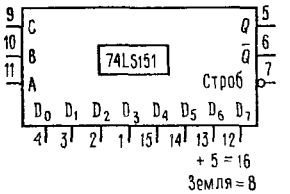




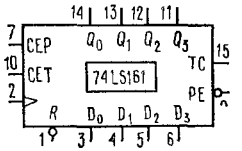

74LS125



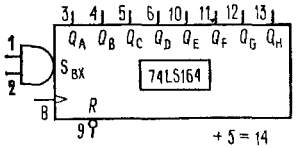

74LS138



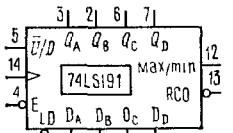

74LS151



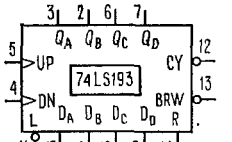

74LS161



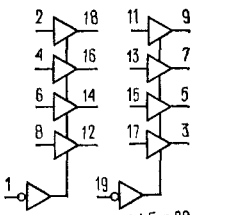

74LS164



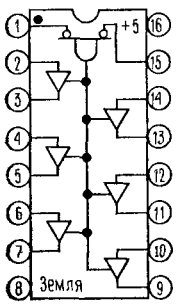

74LS191



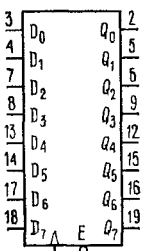

74LS193



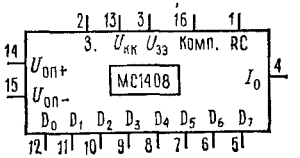

74LS244




74LS365



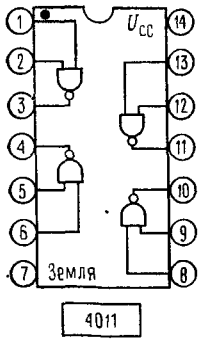

74LS377

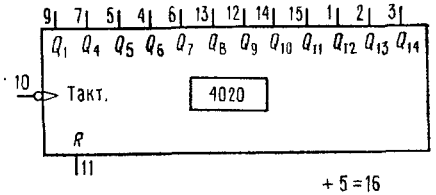


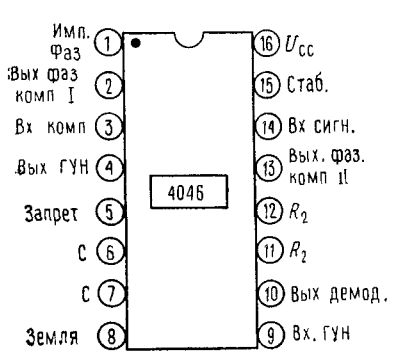

MC1408

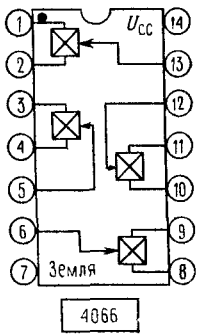
Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

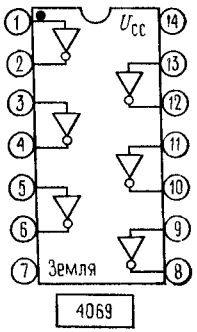
**КМОП ИМС**



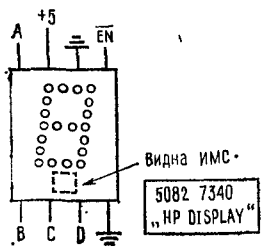



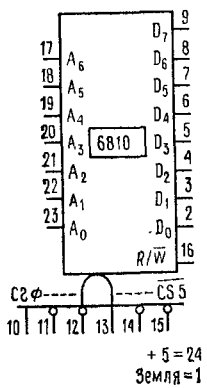



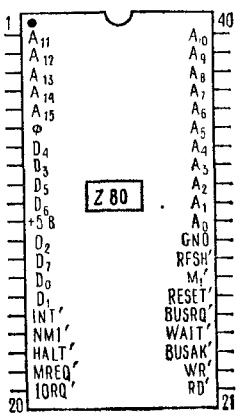




**Разные ИМС**




Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ


Акселерометр *2* 347
Активный (полупроводниковый) прибор *1* 88—93
Активный фильтр *1* 248—270
— *Баттерворта* *1* 257—259
— биквадратный *1* 267
— *Бесселя* *1* 259—262
— гиратор *1* 269—270
— переменной структуры *1* 267—268
— проектироваиие *1* 264—266
— УИН (управляемый источник напряжения) *1* 263—266
— *Чебышева* *7* 257—259
АЛУ *7* 533—535
Алфавитно-цифровой код *см.* буквенно-цифровой код
Ампер *1* 12
Амплитудная модуляция *2* 92, 299—303
— спектр *2* 303—304
Аналого-цифровой преобразователь *2* 60—78
— двухстадийного интегрирования *2* 64—66
— дельта-сигма модуляция *2* 66—67, 72—75
— интегрирующий *2* 62—69
— мгновенного кодирования *2* 60—61
— микропроцессорный *2* 221—222
— одностадийного интегрирования *2* 62—63
— параллельный *2* 60—61
— последовательных приближений (поразрядного уравновешивания) *2* 61—62
— с преобразованием в частоту *2* 62
— следящий *2* 62
— с уравновешиванием заряда *2* 63—64
Анодная вольтаметрия *2* 362—363
Арифметико-логическое устройство *см.* АЛУ
Ассемблер *2* 118—119, 143
— кросс *2* 242—243
Асинхронная передача (данных) *2* 151—152
Асиихроиная шина *2* 139—142
Атомные стандарты частоты *2* 294, 364—367
Аттенюатор *1* 35, *2* 296
АЦП *см.* аналого-цифровой преобразователь

Байт *2* 115—116
Балластный резистор *1* 311
Балун (*balun*) *2* 289
Биполярные ПТ-схемы *1* 110—111
Блокировочный конденсатор 1 57
Блок-каркас *2* 244
Бод *2* 151
Боде-диаграммы *1* 231—238
Буквенно-цифровой код *2* 149—151
Буферы *1* 445—446; *2* 210—213
— двунаправленные *2* 210—213, 231—233
— ПТ (входные) *1* 383—386
— с единичным усилением *1* 445—446
— — тремя состояниями *2* 210—212

Вентили логические *1* 509—519
— ИЛИ *1* 509
— И *1* 510
— И-НЕ, ИЛИ-НЕ *1* 510
— Исключающее ИЛИ *1* 511
— каталог *1* 517
— обозначения *1* 516
— открытый коллектор *1* 521
— проводное ИЛИ *1* 524
— схемы *1* 518
— с тремя состояииями *1* 523
Вентиляция *1* 291—297; *2* 264—265
Верньерная интерполяция *2* 373—374
Видикон *2* 340
ВМОП (вертикальные МОП-транзисторы) *1* 411—418
Выпрямитель мостовой *1* 67

Генераторы колебаний *1* 270—281
Гетеродин *2* 302—303
Гиратор *1* 269—270

*Дарлингтона*-схема *1* 132—135
Датчик (первичный преобразователь) *2* 328—358
Двоично-десятичный код *1* 533; *2* 201—204
Двоичный код *1* 502—503
— преобразование в код *Грея* *1* 508
Двунаправленный буфер *2* 210—213, 231—233
Демультиплексор *1* 532—533
Детектор *2* 298—308
— АМ *2* 300—301
— балансный *2* 307
— наклона *2* 306
— синхронный *2* 302
— *Фостера — Сили* *2* 306
— ФМ *2* 306—307
Дешифратор *1* 532—533
— таблица истинности *1* 537
*Джозефсона*-переход *2* 375
Динамический регистр *1* 570
Диод *1* 65—78
— варактор *2* 313
— варикап *2* 272, 292
— *Ганна* *2* 313
— *Зенера* *см.* стабилитрон
— ЛПД (лавинно-пролетный) *2* 313
— с накоплением заряда *2* 313
— нелинейный элемент *1* 73—75
— обращенный *2* 313
— ограничительный *1* 73—75; *2* 205—207, 317
— туннельный *2* 313
— *Шоттки* *2* 313
— *p — i — n* *2* 313
Диссектор изображений *2* 340—341
Дифференциатор *1* 208—209
Дроссель ВЧ *1* 47; *2* 310
Дуплекс *2* 152

Емкость нагрузочная *1* 445—446; *2* 43—44
— перехода *2* 272—274
Емкостные датчики *2* 344—346
— эффекты (подавление) *2* 276—278

ЖИГ (YIG)-генератор *2* 294
Задержка распространения *2* 315—321
Захват (фазы) *2* 89—90
Защита нагрузки по напряжению *1* 290—291, 297—301

Измерения *2* 115—116, 137—139, 146—147
Изображения усилитель *2* 340—341
Интерпретатор *2* 145
Искажения нелинейные *1* 129—130, 440
Исключенные (запрещенные) состояния *1* 551
Источник (генератор) тока *1* 102—107
— на ПТ *1* 374—375, 389—390
— силовой *1* 353—356
— трехвыводной стабилизатор *1* 353

Кабель, витая пара *2* 46—50, 241
— жгут *2* 263
— — плоский *2* 141—142, 244, 254
— (для) логических сигналов *2* 46—50
— приемо-передающий *2* 140—142
— сбалансированный *2* 348—349
КАМАК (CAMAC) крейт(стойка) *2* 262
*Карно*-карта *1* 526—528
Каскадная схема *1* 144, 403—404; *2* 276, 291
Квадратурный (балансный) детектор *2* 307
Керамический фильтр *2* 297—298, 302—303
Класс Б (усилителей) *1* 127—129
КМОП входные характеристики *2* 33—34, 37—38, 40
— выходные характеристики *2* 33—34
— — элементы *2* 34—40
— инвертор *1* 395
— ключи *1* 391—395
— линейный усилитель *1* 404—406
— логические уровни *2* 40
— недостатки *1* 591—593
— передаточные характеристики *2* 41
— разновидности *2* 7—11
— сопряжение с ТТЛ *2* 12—14
Коаксиальный кабель *1* 82; *2* 285—286
— передача *2* 49—50
*Колпитца*-генератор *1* 276
Комбинационные логические схемы *1* 508—539
— ИМС *1* 528—535
Коммутационный фильтр *2* 108
Компаратор *1* 142, 212—216; *2* 21—25
— ПТ-вход *2* 24
— чисел *1* 534—535
Компилятор *2* 143—144
Компоновка аппаратуры *2* 262—263
Конденсатор *1* 37—40
— балластный *1* 63
— блокировочный *1* 57
— накопитель энергии *1* 67—69
— проходной *2* 310

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman



— полное сопротивление *1* 49—52
— ток утечки (компенсация) *1* 424
— ускоряющий *2* 317
— фильтрующий *1* 64, 310—311
— эффект запоминания *1* 424
Конденсаторный микрофон *2* 345—346
Консоль системная *2* 180
Коррекция (компенсация) частотная *1* 230—241, 433—445
КОСС *1* 140, 166; *2* 331
Кулон *1* 12
Кулонометр *1* 75—78

Логические схемы *1* 516—520; *2* 5—11
— уровни *1* 514—516

«Магическое Т» *2* 296, 311
Магнетрон *2* 313
Магнитная память (МОЗУ) *2* 115
Микроэлектроды *2* 358—359
*Миллера*-эффект *1* 142—145
Минимизация *1* 526—528
Модуля схема выделения *1* 206
Модуляция амплитудная *2* 299—301
— боковая полоса (SSB) *2* 303—304
— импульсная *2* 308
— кодо-импульсная *2* 309
— фазовая *2* 304
— частотная *2* 304—308
Монитор *2* 146
МОП *2* 32—40
*Моргана*-теорема *1* 515
Мультивибратор моностабильный *1* 555—562
Мультиплексор *1* 531—533

Накопитель *2* 163—165
Нейтрализация *2* 292
Несущая (частота) *2* 298—300

Обратная связь (в усилителях) *1* 216—225
— устойчивость *1* 230—241
Обращенный диод *2* 313
Объектный язык (код) *2* 168, 179—189
Объемное сопротивление базы *2* 281, 313—318
Ограничение полосы пропускания *2* 376—383
Ограничитель (фиксатор) *1* 73—75, 203—207; *2* 317
— активный *1* 205—207
— *Бекера* *2* 7, 317
— тока *1* 296—297
Одновибратор *см.* мультивибратор моностабильный
Операционная система *2* 146—148
Операционный усилитель *1* 155—212, 419—444
Опорный источник с напряжением запрещенной зоны *1* 321, 324
Оптоизолятор *2* 338
Относительная (косвенная) адресация *2* 171—172, 178
Охлаждение *см.* вентиляция

Пенопласт проводящий *1* 401
Переменного тока усилитель *1* 107—112, 159
Переменный ток, управление нагрузкой *2* 32
Пирометр *2* 335—336
ПКД (периодическая компенсация дрейфа) *1* 455, 458
Плата макетная *2* 245—246
— межплатные связи *2* 44
— разработки *2* 238—242
— установка в блок-каркасах *2* 266—268
— установка в приборах *2* 259
Положительная обратная связь *1* 215—217
Помехи импульсные («иголки») *1* 554
Преобразователь кодов *1* 511, 532—533
— напряжения постоянного тока *1* 346—353
— ток — напряжение *1* 165—166
Прерывания *2* 131—140
Приборы с зарядовой связью (ПЗС) *2* 340—342
Пробой база — эмиттер *1* 96
— диода *1* 65
Программа *2* 119—122, 125—137, 167—189
Пьезофильтр *2* 297
Прямой доступ к памяти (ПДП) *2* 137—139

Разветвитель (собиратель) мощности *2* 297
Разводка задней панели *2* 260
Разъём *1* 81—83
— вставка DIP *2* 254—255
— коаксиальный B4 (SMA) *2* 284
— многоконтактный *2* 245—255
— надежность *2* 266
— печатный *2* 245—246, 254—255

— BNC *1* 81—82
Редактор *2* 145
Резервные батареи питания *1* 73

Система синхронизации *1* 546—547, 561—563
Скважность *1* 560
СКИП (SQUID) — сверхпроводящий квантовый интерференционный прибор *2* 351
Следящая связь *1* 136—137, 165, 402—403
Смеситель балансный *2* 295, 303
Составной транзистор *см. Дарлингтона-схема*
Стабилизатор напряжения *1* 285—291
— тока диодный *1* 374—375
Стабилитрон *1* 27, 97, 314—315, 317—325
— ИМС *1* 317—325
— источник опорного напряжения *1* 321—325
— компенсированный *1* 317
— шумы *1* 319
Сумматор *1* 533
Счетчик *1* 547—549, 565—569; *2* 367—374

Табулятор битовых позиций *1* 535
Тактовые сигналы входные *2* 542—547
— — калибровочные *1* 366—367
— — реального времени *2* 128
— — скос фронтов *2* 589—590
Ток, определение *1* 12
— ограничение *1* 288—289, 296—297
«Токовая петля» *2* 152
Токовое зеркало *1* 123—127, 141
Триггер *1* 540—546
ТТЛ *1* 518—521; *2* 5—7

Угловая частота *1* 29
Угловых перемещений датчики *2* 346
Усилитель высокой частоты *2* 270—285
— дифференциальный *1* 137—142
— модульный *2* 284—285
— настраиваемый *2* 290—293
— параметрический *2* 312
— широкополосный *2* 278—285

Фазовыравнивающая цепь *1* 252, 260
Файл *2* 147
ФАПЧ (фазовая автоподстройка частоты) *2* 78—93, 368—369
Фиксатор адресуемый *1* 564
Фильтр коммутационный *2* 108
— ПАВ *2* 297
— пьезоэлектрический *2* 297, 302—303
— радиочастотный *2* 297
— рекурсивный *2* 107—109
— силовой линии *1* 306; *2* 266—268
— фазовращающий *1* 252. *См. также* активный фильтр
Флажки *2* 176—178
Фототиод *2* 336—337
Фототранзистор *2* 336—337
ФЭУ (фотоумножитель) *2* 338—340

Характеристическое сопротивление *2* 49, 285—288
«Холодное» переключение (управление) *1* 92; *2* 268

Цезиевый стандарт частоты *1* 281; *2* 365
Центральный процессор (ЦП) *2* 114—115
— — дополнительная память *2* 228—229
Циркулятор *2* 296, 311
Цифро-аналоговый преобразователь *2* 51—60
— — выход по напряжению *2* 56
— — с умножением *2* 59—60
— — токовые ключи *2* 52—55

*Черенкова-детектор* *2* 357

Шина *2* 44—46, 117—118, 162—164
— асинхронная *2* 139—142
— буферированная *2* 230—233
— внешняя *2* 140—142
— мульти *2* 237
— передающая *2* 47—50, 320—321
— сигналы *2* 122—140
— синхронная *2* 140—141
— сопряжения (интерфейсы) *2* 122—140
— терминальная *2* 117—118, 320—321
— S100 *2* 233—237
— STD *2* 237
Шум *1* 458—491
— цифровая генерация *2* 93—101
Шунт емкостной *1* 63

Эберса — Молла-модель *1* 113—115
Электроды *2* 361—362
Электронный умножитель *2* 338—343
Эмиттерный повторитель *1* 93—102

Эмулятор *2* 242—243
*Эрли* эффект *1* 105, 115

Язык ассемблера *2* 143, 165—179
— машинный *2* 179—189
ЯМР (ядерный магнитный резонанс) *2* 351

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

## ОГЛАВЛЕНИЕ

**Глава 9. Сопряжение цифровых и аналоговых сигналов** . . . . . 5
Сопряжение логических элементов ТТЛ и КМОП . . . . . 5
Сопряжение БИС на *n*- и *p*-канальных МОП-транзисторах . . . 32
Цифровые сигналы и длинные линии . . . . . 40
Аналого-цифровые преобразователи . . . . . 50
Примеры А/Ц-преобразования . . . . . 69
Схемы фазовой автоподстройки частоты . . . . . 78
Псевдослучайные двоичные последовательности и генераторы шума . . . . . 93
Схемы, не требующие пояснений . . . . . 109
Дополнительные упражнения . . . . . 109

**Глава 10. Мини-ЭВМ** . . . . . 113
Мини-ЭВМ, микро-ЭВМ и микропроцессоры . . . . . 113
Система команд ЭВМ . . . . . 118
Сигналы шины и сопряжение с внешними устройствами . . . . 122
Основные понятия системы программного обеспечения . . . . 143
Дополнительные упражнения . . . . . 157

**Глава 11. Микропроцессоры** . . . . . 160
Подробное описание микропроцессора 8085 . . . . . 161
Пример законченной конструкции: 6-канальный счетчик событий 189
Дальнейшие аспекты конструирования микропроцессорных систем 233

**Глава 12. Конструирование электронных схем** . . . . . 244
Метод прототипов . . . . . 244
Печатные платы . . . . . 249
Конструирование приборов . . . . . 259

**Глава 13. Высокочастотные и быстродействующие приборы** . . . . . 270
Высокочастотные усилители . . . . . 270
Элементы высокочастотных схем . . . . . 285
Радиосвязь: АМ . . . . . 298
Передовые методы модуляции . . . . . 303
Специфические особенности радиочастотных схем . . . . . 310
Быстродействующие ключи . . . . . 313
Несколько примеров быстродействующих переключательных схем . . . . . 318
Дополнительные упражнения . . . . . 325

**Глава 14. Измерения и обработка сигналов** . . . . . 327
Введение . . . . . 327
Измерительные преобразователи . . . . . 328

Эталоны точных величии и прецизионные измерения . . . . . 363
Методы сужения полосы пропускания . . . . . 376
Спектральный анализ и преобразование Фурье . . . . . 390

**Приложение А. Осциллограф** . . . . . 395

**Приложение Б. Математический обзор** . . . . . 401

**Приложение В. Цветная маркировка резисторов с допуском 5%** . . . . . 404

**Приложение Г. Прецизионные резисторы с допуском 1%** . . . . . 405

**Приложение Д. Как рисовать принципиальные схемы** . . . . . 406

**Приложение Е. Нагрузочные линии** . . . . . 410

**Приложение Ж. Насыщение транзистора** . . . . . 413

**Приложение З. *LC*-фильтры Баттерворта** . . . . . 415

**Приложение И. Журналы и периодические издания по электронике** . . . . . 419

**Приложение К. Типы ИМС** . . . . . 421

**Приложение Л. Технические паспорта на элементы электронных схем** . . . 424

**Библиография** . . . . . 494

**Дополнение. Курс лабораторных работ по схемотехнике** . . . . . 499

Введение . . . . . 499
Лабораторная работа 1. Цепи постоянного тока . . . . . 500
Лабораторная работа 2. Конденсаторы . . . . . 502
Лабораторная работа 3. Диоды . . . . . 506
Лабораторная работа 4. Транзисторы 1 . . . . . 509
Лабораторная работа 5. Транзисторы 2 . . . . . 512
Лабораторная работа 6. Транзисторы 3 . . . . . 516
Лабораторная работа 7. ОУ 1 . . . . . 518
Лабораторная работа 8. ОУ 2 . . . . . 521
Лабораторная работа 9. ОУ 3 . . . . . 524
Лабораторная работа 10. Генераторы . . . . . 526
Лабораторная работа 11. Источники питания . . . . . 529
Лабораторная работа 12. Полевые транзисторы I . . . . . 532
Лабораторная работа 13. Полевые транзисторы II . . . . . 535
Лабораторная работа 14. Комбинационные логические схемы . . . . 539
Лабораторная работа 15. Последовательная логика I . . . . . 543
Лабораторная работа 16. Логические схемы с тремя состояниями . . 547
Лабораторная работа 17. Преобразование аналогового сигнала в цифровой . . . . . 549
Лабораторная работа 18. Последовательная логика II . . . . . 552
Лабораторная работа 19. Микропроцессор I . . . . . 554
Лабораторная работа 20. Микропроцессор II . . . . . 557
Лабораторная работа 21. Микропроцессор III . . . . . 562
Лабораторная работа 22. Микропроцессор IV . . . . . 565
Лабораторная работа 23. Микропроцессор V . . . . . 569
Приложение А. Комплектация . . . . . 574
Приложение Б. Описание Z80 . . . . . 576
Приложение В. Расположение выводов . . . . . 581

**Предметный указатель** . . . . . 585

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman

Уважаемый читатель!

Ваши замечания о содержании книги, ее оформлении, качестве перевода и другие просим присылать по адресу: 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., д. 2, издательство «Мир».

МОНОГРАФИЯ

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл, Ян Робинсон

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

В 2-х томах

Том 2

Издание 3-е, стереотипное

Старший научный редактор Н. В. Серегина
Младший научный редактор Л. С. Сысоева
Художник Л. А. Кулагин
Художественный редактор Л. Е. Безрученков
Технический редактор Н. Д. Толстякова
Корректор А. Я. Шехтер

ИБ № 6081

Подписано к печати 04.11.85 Формат 60×90¹/₁₆. Бумага кн.-журн. имп. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 18,50 бум. л. Усл. печ. л. 37,00. Усл. кр.-отт. 37,00. Уч.-изд. л. 40,25. Изд. № 6/4876. Тираж 50 000 экз. Заказ № 62. Цена 3 р. 20 к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «МИР»
129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., 2

Отпечатано в Ленинградской типографии № 2 головном предприятии ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29, с матриц ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Первой Образцовой типографии имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-54, Валовая, 28

Djvued by Roman Efimov http://www.farlep.net/~roman